machines électriques

TERMINALE F_1, F_2, F_4

J. NIARD

collection J. NIARD
COURS D'ÉLECTRICITÉ

NATHAN TECHNIQUE

GE.02.09.05

J. NIARD
Ancien élève de l'E.N.S.E.T.
Professeur au lycée Technique de Champagne-sur-Seine

Avec la collaboration de D. NIARD

Collection J. Niard

Cours d'Électricité

621.3-14-05

machines électriques

Terminales F1, F2, F4

NATHAN TECHNIQUE
18, rue Monsieur-le-Prince, 75006 PARIS

Table des matières

	Avertissement	5
	Symboles graphiques	10
	Introduction	12
1	Circuit magnétique en continu	20
	Exercices et problèmes	29
2	Électroaimants	32
	Exercices et problèmes	35
3	Circuit magnétique en alternatif	36
	Exercices et problèmes	49
4	Notions sur le transformateur	51
	Exercices et problèmes	57
5	Le transformateur réel	59
	Exercices et problèmes	67
6	Le transformateur dans l'approximation de Kapp	70
	Problèmes	80
7	Usage des transformateurs	83
	Exercices et problèmes	91
8	Champs magnétiques tournants	93
9	Organisation de la machine synchrone-Alternateur	103
	Exercices et problèmes	113
10	Fonctionnement de l'alternateur	114
	Problèmes	124
11	Compléments sur l'alternateur. Moteur synchrone	125
	A. Fonctionnement d'un alternateur isolé	125
	B. Alternateur couplé sur un réseau infini	126
	C. Moteur synchrone triphasé	129
12	Étude du moteur asynchrone triphasé	135
	Exercices et problèmes	146
13	Fonctionnement du moteur asynchrone triphasé	148
	Exercices et problèmes	157

14	Organisation de la machine bipolaire à courant continu (moteur et génératrice)	160
	Exercices et problèmes	174
15	Les paramètres du fonctionnement d'une machine à courant continu	175
16	Génératrice à excitation indépendante. Étude à vide	178
	Exercices	185
17	Génératrice à excitation indépendante. Étude en charge	186
	Exercices et problèmes	196
18	Génératrices auto-excitées	198
	A. Génératrice shunt (ou dérivation)	198
	B. Autres génératrices	206
	Exercices et problèmes	209
19	Moteur bipolaire à courant continu. Généralités	212
	Exercices et problèmes	219
20	Moteur bipolaire à excitation indépendante. Fonctionnement sous tension constante	221
	Exercices et problèmes	231
21	Compléments sur les moteurs	235
	A. Moteur série fonctionnant sous tension constante	235
	B. Moteur compound	239
	Problèmes	243
	Note complémentaire A	245
	Note complémentaire B	246

SYMBOLES GRAPHIQUES

Symboles graphiques

Courant continu

Courant alternatif

Conducteurs se croisant sans connexion

Croisement de conducteurs connectés

Dérivation (2 variantes)

Borne ou contact (2variantes)

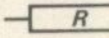
Interrupteur monopolaire

Interrupteur bipolaire

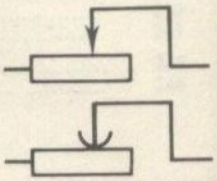
Mise à la terre ou à la masse

Résistor quelconque

Résistor parfait



Rhéostat



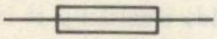
Lampe à incandescence

Lampe témoin

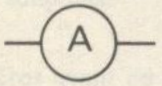
Générateur chimique (1 élément). Le trait long et fin est le pôle +

Batterie de piles ou d'accumulateurs

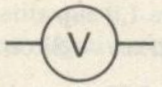
Fusible



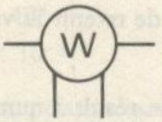
Ampèremètre



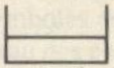
Voltmètre



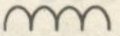
Wattmètre



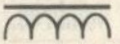
Shunt



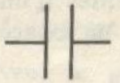
Réactor sans fer



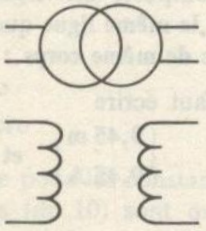
Réactor avec fer



Condensateur

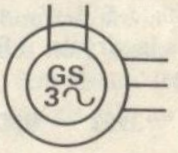


Transformateur monophasé (2 variantes)



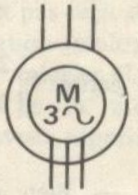
Machine à courant continu (la représentation des balais est facultative)

Générateur synchrone triphasé (remplacer G par M pour un moteur)



Moteur asynchrone triphasé (rotor en court-circuit)

Moteur asynchrone triphasé (rotor à bague)



Remarque: un inducteur alimenté en continu (machines à courant continu et machines synchrones) peut toujours être représenté par le symbole d'un réactor sans fer.

INTRODUCTION

1. Écriture des nombres.

1° Dans un nombre entier ou décimal, les groupes de trois chiffres d'une même classe doivent être séparés par un **espace blanc** *et non par un point :*

il faut écrire

$$\left\{\begin{matrix}\mathbf{64\,785}\\ \mathbf{0{,}234\,71}\end{matrix}\right\} \text{ et non } \left\{\begin{matrix}64785 \text{ ou } 64.785\\ 0{,}23471 \text{ ou } 0{,}234.71\end{matrix}\right\}$$

Exception : S'il n'y a que quatre chiffres avant ou après la virgule, il faut les écrire sans intervalle, exemples :

3952 **0,4269** **4856,7981**

2° Tous les chiffres, quel que soit leur rang, doivent être écrits de la même façon :

il faut écrire **7,32** et non $7,_{32}$ ou $7,^{32}$

3° Les résultats d'un calcul doivent être exprimés par un nombre décimal et non par une fraction :

il faut écrire $\left\{\begin{matrix}\mathbf{2{,}75}\\ \mathbf{0{,}333}\end{matrix}\right\}$ et non $\left\{\begin{matrix}\frac{11}{4}\\ \frac{1}{3}\end{matrix}\right\}$

REMARQUE. — Bien qu'un résultat doive être exprimé par un nombre décimal, il n'est pas interdit de réutiliser ensuite la fraction équivalente dans l'espoir d'une simplification ultérieure des calculs.

EXEMPLE. — Si on trouve un résultat égal à $\frac{7}{3}$, on écrit 2,33 pour la réponse mais il est souvent utile de retenir la valeur $\frac{7}{3}$ pour la suite des calculs.

4° Un résultat numérique concret s'écrit en faisant suivre le nombre de l'unité correspondante et non en écrivant celle-ci au milieu du nombre quand il comporte une virgule. Cette unité doit être placée sur **la même ligne** que les chiffres et avec un **caractère de même corps :**

il faut écrire

$$\left\{\begin{matrix}\mathbf{9{,}45\ m}\\ \mathbf{9{,}45\ A}\end{matrix}\right\} \text{ et non } \left\{\begin{matrix}9 \text{ m, } 45 \text{ ou } 9,^{m}45\\ 9 \text{ A, } 45 \text{ ou } 9,^{A}45\end{matrix}\right\}$$

5° Expression d'un résultat en électricité. — Il est rare qu'une mesure électrique soit effectuée avec une précision supérieure à 1 %, il est donc inutile (et dangereux car les calculs s'en trouvent allongés et compliqués) de donner plus de **trois chiffres significatifs** à un résultat. On trouvera à ce sujet des précisions dans le cours de mesures électriques de 1re F.

EXEMPLES :

Si le calcul donne $\left\{\begin{matrix}4752{,}4\\ 3{,}546\end{matrix}\right\}$ conserver $\left\{\begin{matrix}\mathbf{4750}\\ \mathbf{3{,}55}\end{matrix}\right\}$

Le dernier chiffre conservé étant *majoré d'une*

unité si le premier chiffre abandonné est 5, 6, 7, 8 ou 9.
Nous avons respecté cette règle dans les résultats numériques mais toutefois, si le quatrième chiffre était un 5 nous l'avons souvent réutilisé quand les calculs ultérieurs en étaient simplifiés.

6° Pour éviter de traîner des zéros avant ou après la virgule, il est indispensable d'écrire les nombres plus grands que 1000 ou plus petits que 0,1 en utilisant les puissances positives ou négatives de 10.

EXEMPLES :

$$375\,000 = 375 \times 10^3$$
$$0{,}002\,51 = 2{,}51 \times 10^{-3}$$

Il faut donner la préférence aux puissances de 10 dont l'**exposant est multiple de 3** car elles correspondent aux préfixes usuels que l'on place devant les unités.

EXEMPLES :

10^3 = kilo
10^{-6} = micro

Nous ne ferons exception que pour les constantes physiques dont les exposants (de 10) sont quelconques et que nous ne pouvons être les seuls à modifier.

EXEMPLE :

$$e = 1{,}6 \times 10^{-19}\text{C}$$

2. Symboles littéraux.

1° Grandeurs. — Chaque grandeur physique est représentée par une lettre appelée « symbole de la grandeur ». En principe ce symbole doit être écrit en *italique* pour éviter les confusions avec les symboles des unités qui doivent être écrits en caractères romains. En fait les risques de confusion sont bien rares. Les symboles des grandeurs sont reproduits dans le tableau des pages 17 à 19.

2° Unités

a) Noms des unités. — Ils s'écrivent toujours avec une **minuscule** comme première lettre et s'accordent comme un nom commun même s'ils sont dérivés d'un nom propre.

EXEMPLES :

1 mètre → 7 mètres
1 ampère → 4 ampères

b) Symboles. — Ils s'écrivent le plus souvent avec une seule lettre (parfois deux, rarement trois) quand l'unité a reçu un nom particulier. Si l'unité vient d'un nom commun les lettres sont **minuscules**; si l'unité dérive d'un nom propre la première lettre est **majuscule**, les autres non. Dans tous les cas, les caractères doivent être **droits** (romains). Les symboles ne prennent jamais d's au pluriel.

EXEMPLES :

noms communs { 2 mètres → **2 m** (et non 2 ms) ; 5 grammes → **5 g** (et non 5 gs)

noms propres { 9 ampères → **9 A** (et non 9 As) ; 6 webers → **6 Wb** (et non 6 Wbs)

REMARQUE. — Si l'unité n'a pas reçu de nom particulier elle rappelle l'opération (multiplication ou division) qui permet de calculer la grandeur correspondante, le signe de la multiplication (. ou ×) étant le plus souvent supprimé.

EXEMPLES :

résistivité : ohm-mètre (multiplication) **Ωm**
vitesse : mètre par seconde (division) **m/s**

3° Multiples et sous-multiples. — Ils permettent d'écrire des nombres très grands ou très petits en évitant d'accumuler les zéros et sans utiliser les puissances de 10.

Pratiquement, en électricité, les seuls préfixes utilisés correspondent aux puissances de 10 dont l'exposant est multiple de trois.

La nouvelle unité s'écrit sans trait d'union :

il faut écrire { **millimètre** / **kilovolt** } et non { milli-mètre / kilo-volt }

Les symboles correspondants s'écrivent sans point :

il faut écrire

{ **mm** / **kV** } et non { m.m (encore moins m/m!) / k.V }

REMARQUE. — Si le symbole d'un multiple ou d'un sous-multiple comporte un exposant, celui-ci se rapporte à l'ensemble du symbole et non à l'unité seulement :

EXEMPLE :

1 cm^2 signifie $(\mathbf{1\ cm})^2 = (10^{-2}\ m)^2 = 10^{-4}\ m^2$ et non un centième de mètre carré (0,01 m^2).

TABLEAU

MULTIPLES			SOUS-MULTIPLES		
Préfixe	**Symbole**	**Rapport à l'unité**	**Préfixe**	**Symbole**	**Rapport à l'unité**
déca	da	$10 = 10$	déci	d	$0{,}1 = 10^{-1}$
hecto	h	$100 = 10^2$	centi	c	$0{,}01 = 10^{-2}$
kilo	k	$1\,000 = 10^3$	milli	m	$0{,}001 = 10^{-3}$
méga	M	1 million $= 10^6$	micro	μ	1 millionième $= 10^{-6}$
giga	G	1 milliard $= 10^9$	nano	n	1 milliardième $= 10^{-9}$
tera	T	$= 10^{12}$	pico	p	$= 10^{-12}$
			femto	f	$= 10^{-15}$
			atto	a	$= 10^{-18}$

3. Grandeurs physiques.

Une grandeur physique est mesurée par un nombre concret, ce nombre doit toujours être suivi d'une unité sans quoi il ne signifie rien.

1° Formules — Une formule doit être HOMOGÈNE c'est-à-dire ne comporter que des termes additifs de **même nature physique.**

EXEMPLES :

volume = aire × longueur
travail = force × longueur
} formules homogènes

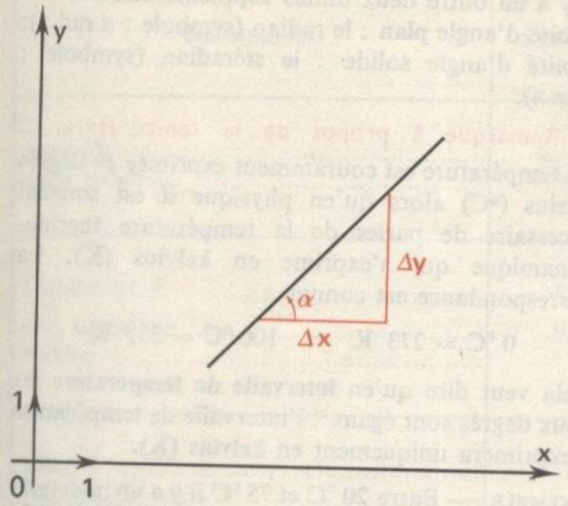


FIG. 1

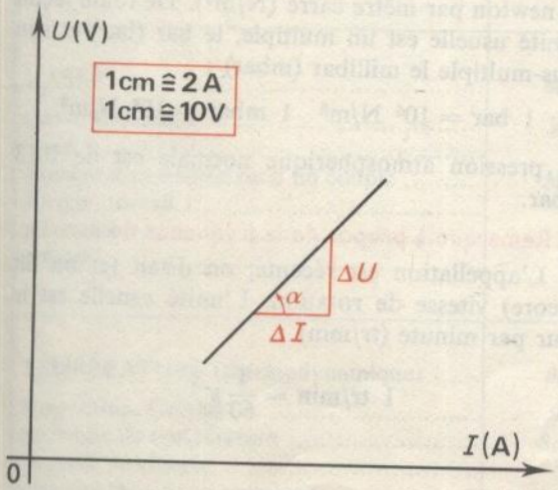


FIG. 2

Une formule homogène peut ne pas être exacte, mais une **formule non homogène est toujours FAUSSE.**

EXEMPLES :

$$\left.\begin{array}{l}\text{volume} = \text{longueur} \times \text{longueur} \\ \text{travail} = \text{masse} \times \text{température}\end{array}\right\} \begin{array}{l}\text{formules non} \\ \text{homogènes,} \\ \text{donc fausses}\end{array}$$

2° Détermination graphique d'une grandeur physique.

a) Coefficient directeur (ou pente) p d'une droite en mathématiques quand les axes sont orthonormés. — Les axes sont donc rectangulaires et la même longueur a été prise pour unité. Dans ces conditions si $p = 1$, l'angle α que fait la droite avec la parallèle à Ox (fig. 1) est de 45° et $\text{tg}\,\alpha = 1$ aussi. L'identité entre $p = \dfrac{\Delta y}{\Delta x}$ et $\text{tg}\,\alpha$ est vraie pour tout α :

$$\forall\,\alpha : p = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \text{tg}\,\alpha$$

b) Représentation de grandeurs physiques différentes. — Les axes restant rectangulaires, la même longueur prise sur chacun d'eux ne peut en **aucun cas** représenter la même valeur. Les axes ne sont plus normés même si, par exemple 1 cm $\widehat{=}$ 2 V et 1 cm $\widehat{=}$ 2 A.

Soient I et U les deux grandeurs, 1 cm $\widehat{=}$ 2 A et 1 cm $\widehat{=}$ 10 V les échelles choisies. Supposons que l'angle $\alpha = 45°$ donc que $\text{tg}\,\alpha = 1$ (fig. 2) : pour $\Delta U = 10$ V (1 cm) et $\Delta I = 2$ A (1 cm) le rapport $\dfrac{\Delta U}{\Delta I}$ représente 5 Ω c'est-à-dire $\text{tg}\,\alpha = 1$, multiplié par le rapport des échelles correspondant à une même unité de longueur.

Cette propriété reste vraie pour α quelconque.

$$\forall\,\alpha : \quad R = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \text{tg}\,\alpha \times \frac{\text{échelle des tensions}}{\text{échelle des courants}}$$

Il est possible de dire que le coefficient directeur p est égal au nombre qui mesure la résistance; exemple :

$$R = 5\,\Omega \rightarrow p = 5$$

4. Système international d'unités (système S.I.).

1° Il est seul légal en France depuis le 3 mai 1961 et remplace intégralement l'ancien système légal MTS et les systèmes CGS et MK_pS.
Cependant, certaines unités anciennes restent *tolérées* ou sont devenues multiples ou sous-multiples des unités S.I.

EXEMPLES :

1 calorie = 4,19 J (tolérée)
1 dyne = 10^{-5} N (sous-multiple)

2° D'autres unités doivent être abandonnées, c'est le cas du cheval-vapeur (ch). Comme il s'écoulera encore de nombreuses années avant son éviction totale du langage et des plaques signalétiques des machines, nous l'utilisons dans quelques problèmes.

3° Nous donnons ci-après un tableau des grandeurs dont nous aurons besoin dans le cours et de leur unité S.I. Les relations entre les unités S.I. et les anciennes unités seront précisées dans les chapitres correspondants quand cela est utile.

4° Grandeurs et unités de base (ou fondamentales).

a) Il y a six grandeurs fondamentales dont les unités sont matérialisées par des étalons ou définies par rapport à une référence physique immuable : **longueur** (mètre); **temps** (seconde); **masse** (kilogramme); **intensité de courant électrique** (ampère); **température thermodynamique** (kelvin); **intensité lumineuse** (candela).
Il y a en outre deux unités supplémentaires :
l'unité d'angle plan : le radian (symbole : « rad »);
l'unité d'angle solide : le stéradian (symbole : « sr »).

b) Remarque à propos de la température. — La température est couramment exprimée en degrés celsius (°C) alors qu'en physique il est souvent nécessaire de parler de la température thermodynamique qui s'exprime en kelvins (K). La correspondance est connue :

$$0\,°C = 273\ K \quad \text{et} \quad 100\,°C = 373\ K$$

Cela veut dire qu'en **intervalle de température** les deux degrés sont égaux : l'intervalle de température s'exprimera uniquement en **kelvins (K).**

EXEMPLE. — Entre 20 °C et 75 °C il y a un intervalle de 55 K.

c) Remarque à propos de la pression. — Le nom de « pascal » tend à être abandonné au profit de newton par mètre carré (N/m^2). De toute façon l'unité usuelle est un multiple, le bar (bar) et son sous-multiple le millibar (mbar) :

$$1\ bar = 10^5\ N/m^2 \quad 1\ mbar = 10^2\ N/m^2$$

La pression atmosphérique normale est de 1013 mbar.

d) Remarque à propos de la fréquence de rotation. — L'appellation est récente, on disait (et on dit encore) vitesse de rotation. L'unité usuelle est le tour par minute (tr/min) :

$$1\ tr/min = \frac{1}{60}\ s^{-1}$$

SYSTÈME S.I. (M.K.S.A. GIORGI)

GRANDEURS	SYMBOLES	UNITÉS	SYMBOLES
angle plan	α, β...	radian	rad
angle solide	Ω	stéradian	sr
LONGUEUR	L, l	mètre	m
aire, superficie	S, s	mètre carré	m^2
volume	V	mètre cube	m^3
TEMPS	t	seconde	s
vitesse angulaire	ω, Ω	radian par seconde	rad/s
fréquence	f	hertz	Hz
fréquence de rotation	n	$(\text{seconde})^{-1}$	s^{-1}
vitesse	v	mètre par seconde	m/s
accélération	γ, g	mètre par seconde par seconde	m/s^2
MASSE	M, m	kilogramme	kg
masse volumique	ρ, μ	kilogramme par mètre cube	kg/m^3
force	F	newton	N
moment d'une force ou d'un couple	M, T	newton-mètre	Nm
énergie, travail	W	joule	J
puissance	P	watt	W
pression	p	pascal	Pa, N/m^2
TEMPÉRATURE (thermodynamique)	θ, T	kelvin	K
température Celsius	θ, t	degré Celsius	°C
intervalle de température	θ, $\Delta\theta$	kelvin	K
quantité de chaleur	W	joule	J
capacité thermique massique	c	joule par kilogramme et par kelvin	J/kg·K
conductance thermique	λ	watt par kelvin	W/K

GRANDEURS	SYMBOLES	UNITÉS	SYMBOLES
INTENSITÉ D'UN COURANT . . .	I	ampère	A
quantité d'électricité	Q	coulomb	C
champ électrique	E	volt par mètre	V/m
tension, d.d.p, f.é.m	U, E	volt	V
capacité	C	farad	F
densité de courant	J	ampère par mètre carré	A/m^2
résistance	R	ohm	Ω
conductance.	G	siémens	S, A/V
résistivité	ϱ	ohm-mètre	Ωm
champ magnétique.	H	ampère par mètre	A/m
induction	B	tesla	T
force magnétomotrice	F	ampère (tour)	A
moment magnétique	M	ampère-mètre carré	Am^2
flux magnétique	Φ, φ	weber	Wb
inductance	L, M	henry	H
INTENSITÉ LUMINEUSE	I	candela	cd
flux lumineux	F	lumen	lm
éclairement	E	lux	lux

AUTRES GRANDEURS

Grandeurs	Symboles	Unités	Symboles
réactance	X	ohm	Ω
impédance	Z	ohm	Ω
susceptance	B	siémens	S
admittance	Y	siémens	S
puissance réactive	Q	volt-ampère réactif	var
puissance apparente	S	volt-ampère	VA

NOTATIONS

Grandeurs	Tensions	Courants	Puissances
valeur instantanée	u	i	p
valeur efficace	U	I	
valeur moyenne	$\overline{U}$	$\overline{I}$	P
valeur maximale d'une grandeur périodique	$\widehat{U}$	$\widehat{I}$	$\widehat{P}$
valeur minimale d'une grandeur périodique	$\breve{U}$	$\breve{I}$	$\breve{P}$
vecteur de Fresnel	$\vec{U}$	$\vec{I}$	

1
CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN CONTINU

1. Rappels[1].

1° Définition. — Un circuit magnétique est un ensemble de milieux, comprenant principalement des substances ferromagnétiques, constituant un circuit fermé, et pouvant être le siège d'un flux d'induction (définition du vocabulaire électrotechnique).

2° Sources de champ magnétique. — Ce sont les aimants permanents et les circuits électriques parcourus par un courant. Pratiquement, dans les machines électriques et dans l'appareillage, le circuit magnétique est conforme à la définition c'est-à-dire refermé sur lui-même et les sources de champ magnétique sont des bobines placées sur ce circuit.

3° Relation entre l'induction et le champ. — Elle dépend de la substance considérée.

a) Substances ne s'aimantant pas : vide, air, carton, bois, bakélite, matières plastiques, métaux non ferreux. L'induction dans ces substances est proportionnelle au champ magnétique; le coefficient de proportionnalité est la perméabilité du vide (ou constante magnétique) μ_0 :

$$B_0 = \mu_0 H = 4\pi \times 10^{-7} H$$

soit :

(1) $$\boxed{H = \frac{B_0}{\mu_0} \approx 800\,000\ B_0}$$

b) Substances ferromagnétiques : fer, nickel, cobalt et certains alliages.

L'induction B_0, qui serait obtenue dans le vide avec le même champ magnétique, est multipliée par un facteur très grand, appelé **perméabilité relative** μ_r de la substance, et dont la valeur varie avec celle du champ magnétique :

$$B = \mu_r B_0 = \mu_r \mu_0 H \quad \rightarrow \quad H = \frac{B}{\mu_r \mu_0}.$$

Les deux grandeurs H et B ne sont plus proportionnelles puisque leur rapport $\mu_r \mu_0$ est variable :

→ **pour obtenir une induction double, il faut beaucoup plus que doubler le champ magnétique.**

Le produit $\mu_r \mu_0 = \mu_a$ est la perméabilité absolue de la substance. Les tables numériques et les courbes des fabricants donnent toujours μ_r et non μ_a. Remarquons que pour une substance ne s'aimantant pas, la perméabilité relative est constante et égale à l'unité.

c) Courbes d'aimantation et de perméabilité (fig. 1.01 et 1.02) : le tableau ci-dessous donne le calcul de μ_r. Pour faciliter ce calcul, les inductions sont exprimées en milliteslas.

(1) Revoir « Courant continu », même collection.

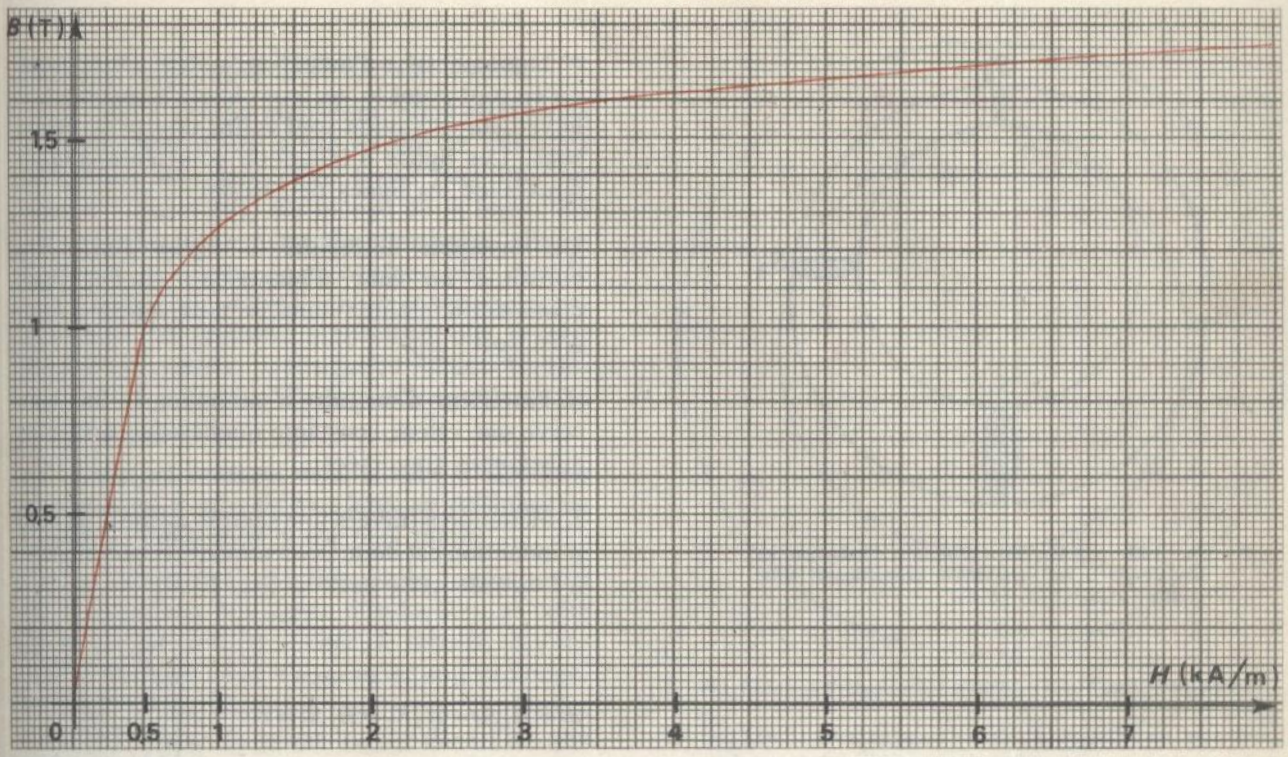


FIG. 1.01. — Courbe A : aimantation du fer doux.

H (kA/m)	0,5	0,6	0,8	1,1	1,6	2,3	3,5	6,2	10	16
B (T)	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9

H (kA/m)	B (mT)	B_0 (mT)	$\mu_r = \frac{B}{B_0}$
0,5	1000	0,625	1600
0,625	1100	0,78	1410
0,8	1200	1	1200
1,1	1300	1,37	950
1,6	1400	2	700
2,3	1500	2,87	520
3,5	1600	4,37	365
6,2	1700	7,75	220
10	1800	12,5	144
16	1900	20	95

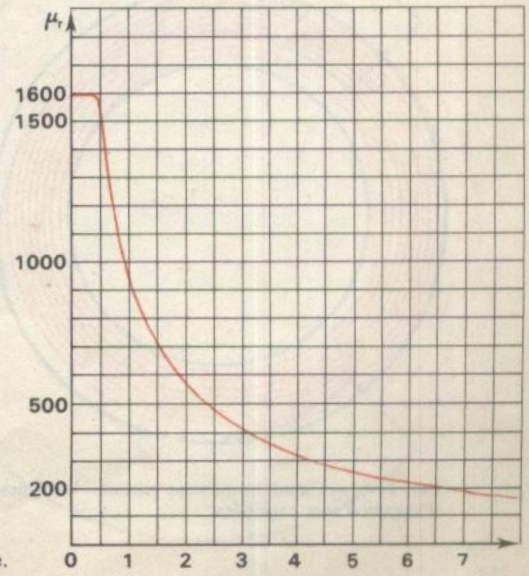


FIG. 1.02. — Courbe de perméabilité relative.

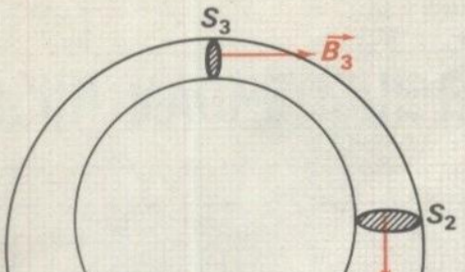


FIG. 1.03. — A l'intérieur d'un tube d'induction, le module de B est inversement proportionnel à la section : $B_1 S_1 = B_2 S_2 = B_3 S_3$.

4° Lignes et tube d'induction. — Nous supposons qu'en tout point le vecteur champ magnétique et le vecteur induction sont colinéaires et de même sens. Les lignes d'induction sont alors confondues avec les lignes de champ.

Un ensemble déterminé de lignes d'induction constitue un **tube d'induction :** aucune ligne d'induction n'entre dans le tube, aucune ligne n'en sort.

A l'intérieur d'un tube d'induction, **le flux conserve une valeur constante** quelles que soient les substances traversées.

L'induction à travers une section droite d'un tube d'induction est donc inversement proportionnelle à l'aire de cette section (fig. 1.03) :

$$\phi = B_1 S_1 = B_2 S_2 = B_3 S_3 = C^{te}$$

B en teslas
S en mètres carrés
ϕ en webers

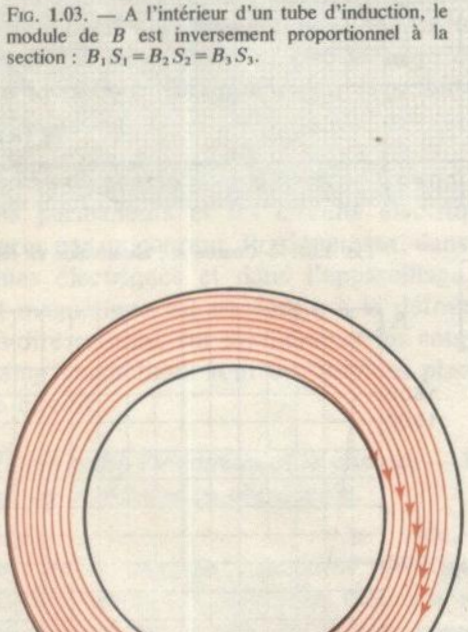


FIG. 1.04. — Circuit magnétique parfait : les lignes d'induction sont canalisées.

2. Divers aspects d'un circuit magnétique.

1° Circuit magnétique parfait. — Un circuit magnétique est parfait quand il se confond avec un tube d'induction. Les lignes d'induction sont canalisées et ne peuvent sortir du circuit. Le flux magnétique y est constant même si la section du circuit varie; on dit que le circuit est **sans fuites.**

Un anneau cylindrique en substance ferromagnétique, quelle que soit la forme de sa section droite, est un circuit magnétique parfait (fig. 1.04). En outre, constitué d'une seule substance, le circuit est **homogène.**

2° Circuit magnétique avec entrefer étroit[1].

a) Si, dans l'anneau précédent, nous effectuons transversalement une fente étroite de quelques millimètres au plus, cette fente constitue un entrefer[1] (fig. 1.05). Au niveau de la fente, les lignes d'induction ne sont plus canalisées, **elles se dispersent.** L'anneau ne se confond plus avec le tube d'induction : outre l'anneau et son prolongement dans l'air (entrefer proprement dit), le tube d'induction comprend les lignes d'induction extérieures aux pointillés. Ces lignes constituent les **fuites magnétiques.**

b) **Le flux est constant** dans le tube d'induction mais puisque le tube est plus large au voisinage de l'entrefer, l'induction y est plus faible.

La diminution de l'induction est la conséquence de la dispersion des lignes d'induction; si cette dispersion pouvait être évitée, le tube se confondrait à nouveau avec l'anneau et son prolongement et, la section étant redevenue constante, l'induction aurait la même valeur dans l'air que dans la substance ferromagnétique. Dans une première approximation, nous négligerons la dispersion pour être ramené à ce cas.

c) Quand le circuit sera magnétisé, il y aura apparition d'aimantation libre sur les deux faces de l'entrefer : l'une d'elles sera un pôle nord et l'autre un pôle sud. Dans la plupart des machines électriques, cette création de pôles est indispensable au fonctionnement.

3° Circuit magnétique avec entrefer large. — La dispersion est trop importante pour pouvoir être négligée. Dans l'air, le tube d'induction s'épanouit largement (fig. 1.06) et seul un spectre magnétique peut renseigner sur sa forme. Le

(1) L'entrefer proprement dit est limité au prolongement dans l'air du circuit magnétique (en pointillés).

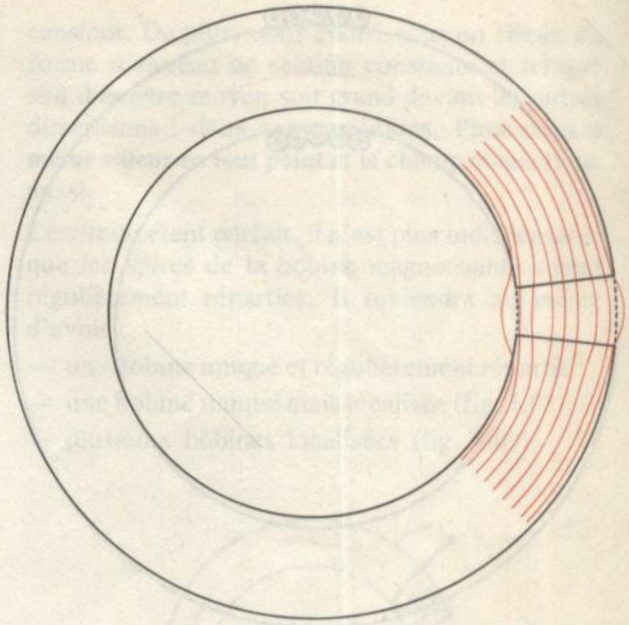
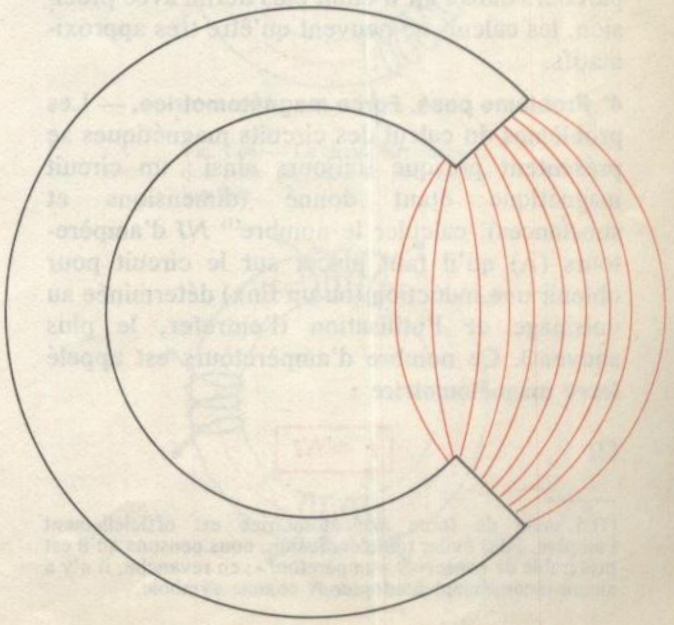


FIG. 1.05. — Au voisinage de l'entrefer, le tube d'induction s'élargit.

FIG. 1.06. — Avec un grand entrefer, la dispersion est importante.



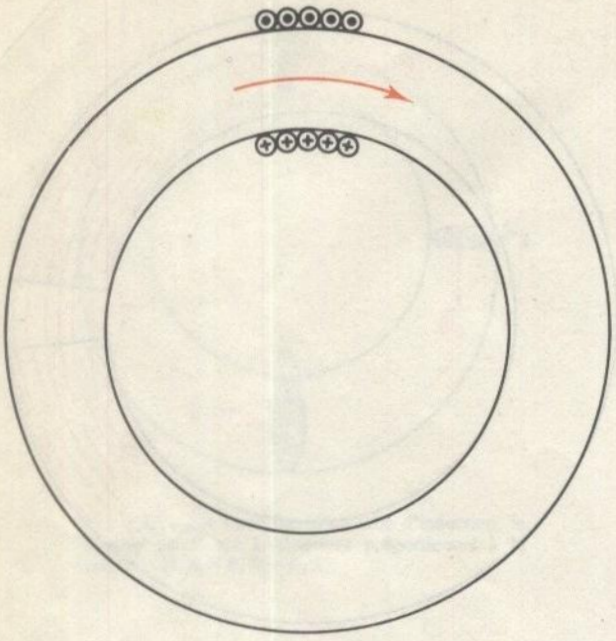


FIG. 1.07. — Sur un circuit non ferromagnétique, les spires doivent être jointives.

parcours dans l'air n'étant plus défini avec précision, les calculs ne peuvent qu'être très approximatifs.

4° Problème posé. Force magnétomotrice. — Les problèmes du calcul des circuits magnétiques se présentent presque toujours ainsi : un circuit magnétique étant donné (dimensions et substances), calculer le nombre[1] NI d'ampère-tours (A) qu'il faut placer sur le circuit pour obtenir une induction (ou un flux) déterminée au voisinage de l'utilisation (l'entrefer, le plus souvent). Ce nombre d'ampèretours est appelé **force magnétomotrice :**

(2) $$F = NI$$

(1) L'unité de force magnétomotrice est officiellement l'ampère. Pour éviter toute confusion, nous pensons qu'il est préférable de conserver « ampèretour »; en revanche, il n'y a aucun inconvénient à adopter A comme symbole.

Très rarement, le problème peut être inversé : calculer l'induction obtenue avec une force magnétomotrice déterminée; sauf pour les circuits homogènes, ce deuxième problème ne peut être résolu que par approximations successives ou graphiquement.

3. Circuit homogène non ferreux.

1° — Nous nous limitons à un cas simple : un anneau non ferromagnétique sur lequel est placée une bobine formée de spires jointives régulièrement enroulées en une ou plusieurs couches (fig. 1.07). Dans ces conditions, il est légitime d'admettre qu'il n'y a pas de fuites, que le circuit « magnétique » se confond avec un tube d'induction et que, dans ce circuit, **le flux reste constant.**

2° Champ magnétique. — Les lignes de champ sont des cercles. L'application du théorème d'Ampère permet le calcul du champ en un point de l'un d'eux :

$$H\ell = NI$$

soit :

(3) $$H = \frac{NI}{\ell}$$

Ce champ varie d'un cercle à l'autre mais, si le diamètre moyen est grand devant les autres dimensions, les variations relatives sont faibles. Nous calculerons donc le **champ moyen,** correspondant à la **ligne de champ moyenne** de longueur $\ell = \pi D$, et nous admettrons que la valeur trouvée est valable en tout point de l'anneau.

3° Induction. — Avec l'approximation précédente, l'induction, elle aussi, aura même valeur en tout point de l'anneau :

$$B_0 = \mu_0 H = \frac{\mu_0 NI}{\ell} = C^{te}.$$

4° Force magnétomotrice.

a) Si B_0 est l'induction à obtenir, il faudra placer sur l'anneau une bobine développant une force magnétomotrice :

$$F = NI = \frac{B_0 \ell}{\mu_0} \approx 800\,000\ B_0 \ell$$

(4) $\boxed{F = 0{,}8 \times 10^6\ B_0 \ell}$ $\begin{cases} B_0 & \text{en teslas} \\ \ell & \text{en mètres} \\ F & \text{en ampèretours} \end{cases}$

b) Exemple numérique : soit à obtenir une induction $B = 1{,}4$ T dans un anneau en bois de 1,25 m de longueur :

$$F = 0{,}8 \times 10^6 \times 1{,}4 \times 1{,}25 = 1{,}4 \times 10^6 \text{ A}.$$

On constatera l'énormité du résultat et l'impossibilité matérielle de disposer (par exemple) autour du noyau 140 000 spires parcourues par un courant de 10 A.

c) Remarque : la section S de l'anneau n'intervient pas dans le calcul; le résultat est valable quelle que soit cette section sous réserve que l'approximation du 2° soit encore correcte.

4. Circuit ferromagnétique homogène.

1° Propriétés. — C'est un circuit magnétique parfait, c'est-à-dire sans fuites. Le circuit se confond avec un tube d'induction : **le flux y est constant.** De plus, nous choisissons un circuit en forme d'anneau de section constante et tel que son diamètre moyen soit grand devant les autres dimensions : dans ces conditions, **l'induction a même valeur en tout point** et le champ magnétique aussi.

Le circuit étant parfait, il n'est plus indispensable que les spires de la bobine magnétisante soient régulièrement réparties. Il reviendra au même d'avoir :

— une bobine unique et régulièrement répartie;
— une bobine unique mais localisée (fig. 1.08);
— plusieurs bobines localisées (fig. 1.09).

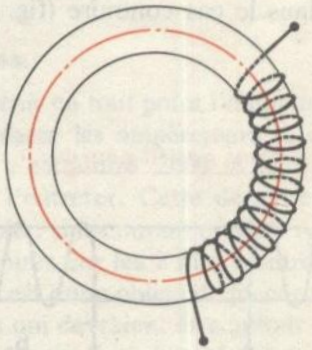


FIG. 1.08. — Le circuit ferromagnétique reste parfait avec une bobine localisée.

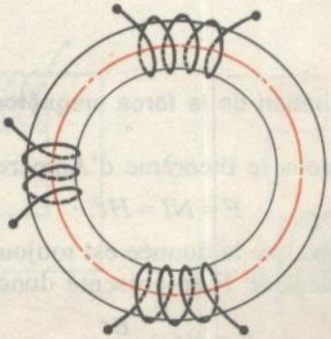


FIG. 1.09. — Plusieurs bobines.

Dans tous les cas, la longueur ℓ qui intervient dans les calculs est **celle de la circonférence moyenne** et non la longueur réellement occupée par la ou les bobines.

2° Force magnétomotrice totale. — Elle est égale à la somme algébrique des forces magnétomotrices de chaque bobine :

$$F = F_1 + F_2 + F_3.$$

Les forces magnétomotrices étant **positives** si elles ont tendance à faire circuler un **flux de sens positif** (le choix de ce sens est arbitraire) et négatives dans le cas contraire (fig. 1.10).

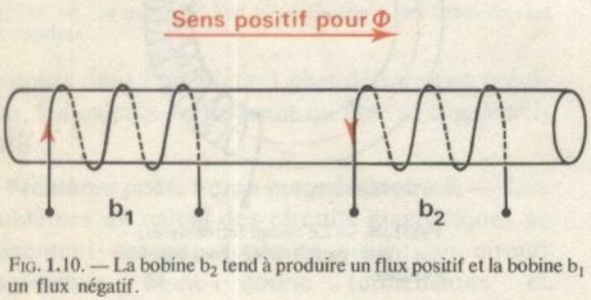


FIG. 1.10. — La bobine b_2 tend à produire un flux positif et la bobine b_1 un flux négatif.

3° Détermination de la force magnétomotrice.

a) Appliquons le théorème d'Ampère :

$$F = NI = H\ell.$$

Nous savons que la donnée est toujours l'induction, le calcul de F se présente donc ainsi :

$$F = H\ell = \frac{B\ell}{\mu_0 \mu_r}.$$

Outre la valeur de B, il suffit donc de connaître la longueur du circuit magnétique et sa perméabilité relative μ_r correspondant à l'induction donnée. En fait, les fabricants de produits ferromagnétiques ne donne pas la courbe $\mu_r(B)$ mais la courbe $B(H)$ et la recherche de F s'effectue comme suit :

1. Déterminer sur la courbe $B(H)$ la valeur du champ magnétique correspondant à l'induction donnée.

2. Multiplier la valeur lue par la longueur ℓ de la ligne d'induction moyenne du circuit.

(6) $\boxed{B \xrightarrow{\text{courbe}} H \text{ puis } F = H\ell}$

b) Exemple numérique : déterminer la force magnétomotrice qui permet d'obtenir une induction de 1,4 T dans un anneau en fer doux (courbe A, fig. 1.01) de 1,25 m de longueur.

Sur la courbe, pour $B = 1{,}4$ T, nous lisons $H = 1600$ A/m donc :

$$F = H\ell = 1600 \times 1{,}25 = 2000 \text{ A}.$$

Le quotient par cette valeur, de la force magnétomotrice calculée pour l'anneau en bois (de même longueur), est égal à la perméabilité relative du fer :

$$\mu_r = \frac{1\,400\,000}{2000} = 700.$$

5. Anneau ferromagnétique avec entrefer étroit (fuites négligées).

1° Conditions de validité du calcul. — Nous considérons que l'ensemble du circuit magnétique (substance ferromagnétique et entrefer) est parfait, c'est-à-dire **sans fuites.** Ce circuit se confond donc avec un tube d'induction :

le flux est constant.

De plus, nous choisissons un circuit en forme d'anneau de section constante, d'entrefer étroit, et tel que le diamètre moyen soit grand devant les autres dimensions : l'induction $B = \frac{\Phi}{S}$ y a donc même valeur en tout point.

2° Détermination de la force magnétomotrice. — L'induction est connue, nous pouvons donc trouver la force magnétomotrice nécessaire à chacune des deux parties puis additionner les deux résultats.

a) Entrefer : longueur e (et section S).

Le calcul s'effectue avec la formule 4 :

$$F_1 = 0{,}8 \times 10^6 \, Be.$$

b) Partie ferromagnétique : longueur ℓ (et section S).

La courbe d'aimantation $B\,(H)$ permet de trouver le champ magnétique H_2; ce dernier multiplié par la longueur donne la force magnétomotrice F_2.

$$B \xrightarrow{\text{courbe}} H_2 \quad \text{puis} \quad F_2 = H_2 \ell.$$

c) Force magnétomotrice totale :

$$F = F_1 + F_2.$$

3° Exemple numérique. — Dans l'anneau du paragraphe précédent (longueur 1,25 m; courbe A), on taille un entrefer de 2 mm; calculer la force magnétomotrice produisant une induction de 1,4 T.

Pour l'entrefer :

$$F_1 = 0{,}8 \times 10^6 Be = 0{,}8 \times 10^6 \times 1{,}4 \times 0{,}002 = 2240 \text{ A}.$$

Pour le fer : le résultat du paragraphe 4 (2000 A), peut être repris puisque la longueur est pratiquement inchangée :

$$\ell = 1{,}25 - 0{,}002 \approx 1{,}25 \text{ m}.$$

Au total, il faut donc :

$$F = F_1 + F_2 = 2240 + 2000 = 4240 \text{ A}.$$

4° Remarques.

a) Pour obtenir en tout point l'induction prévue, **il faudrait placer les ampèretours là où ils sont consommés** c'est-à-dire 2000 A sur le fer et 2240 A sur l'entrefer. Cette dernière condition est irréalisable : si le courant est de 2 A il faudrait loger 1120 spires sur les 2 mm d'entrefer! Faute de place, on est donc obligé de placer ailleurs les ampèretours qui devraient être autour de l'entrefer, il en résultera **inévitablement des fuites magnétiques** et **une induction plus faible** dans l'entrefer que dans la substance ferromagnétique.

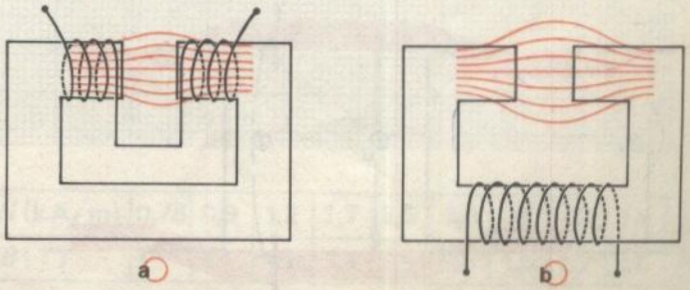


FIG. 1.11. — Disposition de l'enroulement : (a) bonne, (b) mauvaise.

b) Pour limiter la dispersion au niveau de l'entrefer, il est indispensable de placer les bobinages au voisinage de celui-ci plutôt que de les répartir régulièrement ou, ce qui serait pire encore, de les localiser loin de l'entrefer (fig. 1.11).

6. Les fuites ne sont plus négligées.

1° — Le circuit magnétique précédent est inchangé mais l'anneau ferromagnétique et son prolongement dans l'air ne constituent plus un tube d'induction (revoir fig. 1.05).

Le flux total Φ_t du fer se divise au niveau de l'entrefer en :

— un flux utile Φ_u qui traverse l'entrefer proprement dit;

— un flux de fuites Φ_f qui passe hors du prolongement de l'anneau (fig. 1.12).

Dans le tube d'induction (frontière rouge épais de la figure), le flux est constant et :

$$\phi_t = \phi_u + \phi_f.$$

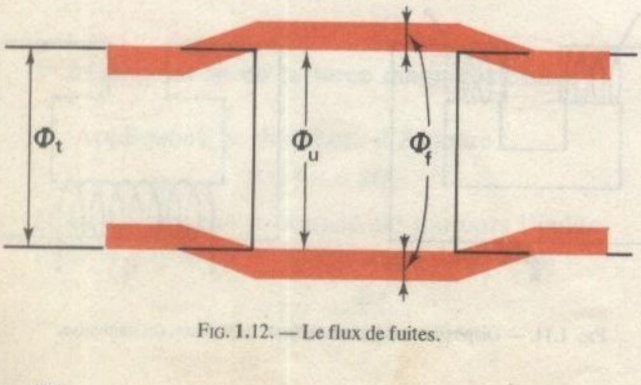


FIG. 1.12. — Le flux de fuites.

2° Coefficient d'Hopkinson. — C'est le rapport v du flux total au flux utile :

$$(6) \qquad v = \frac{\Phi_t}{\Phi_u}.$$

Le flux utile étant au plus égal au flux total, v est au moins égal à l'unité :

$$\phi_t > \phi_u \Rightarrow v > 1.$$

Le coefficient d'Hopkinson est l'inverse d'un rendement, ce dernier serait $\frac{\phi_u}{\phi_t} < 1$.

Le coefficient d'Hopkinson n'est pas calculable, il est déterminé par l'expérience; sa valeur est comprise entre 1,01 et 1,3.

3° Détermination de la force magnétomotrice.

a) Pour l'air : au flux utile correspond une induction utile $B_u = \frac{\Phi_u}{S}$ et :

$$F_1 = 0{,}8 \times 10^6 \, B_u \, e.$$

b) Pour le fer : on calcule le flux total $\Phi_t = v\Phi_u$ puis l'induction totale B_t. La courbe d'aimantation permet de trouver H_2 puis F_2.

4° Exemple numérique. — Soit à obtenir **la même induction** $B = 1{,}4$ T dans l'entrefer du circuit du paragraphe précédent (où les fuites étaient négligées) avec un coefficient d'Hopkinson égal à 1,2.

a) Entrefer : le résultat est inchangé :

$$F_1 = 2240 \text{ A}.$$

b) Fer : le flux qui le traverse est maintenant supérieur à celui qui traverse l'entrefer; les deux sections étant égales, le rapport des inductions est égal au rapport des flux :

$$\frac{B_t}{B_u} = \frac{\Phi_t}{\Phi_u} = v = 1{,}2$$

d'où : $B_t = 1{,}4 \times 1{,}2 = 1{,}68$ T.

Sur la courbe A (fig. 1.01), pour cette induction, nous lisons $H_2 = 5500$ A/m ce qui donne $F_2 = H_2 \ell = 5500 \times 1{,}25 = 6875$ A. La force magnétomotrice totale devra être :

$$F = F_1 + F_2 = 2240 + 6875 = 9115 \text{ A}.$$

Nous constatons que pour obtenir la même induction dans l'entrefer, **il faut davantage d'ampère-tours que s'il n'y avait pas de fuites.**

Exercices

AVERTISSEMENT :

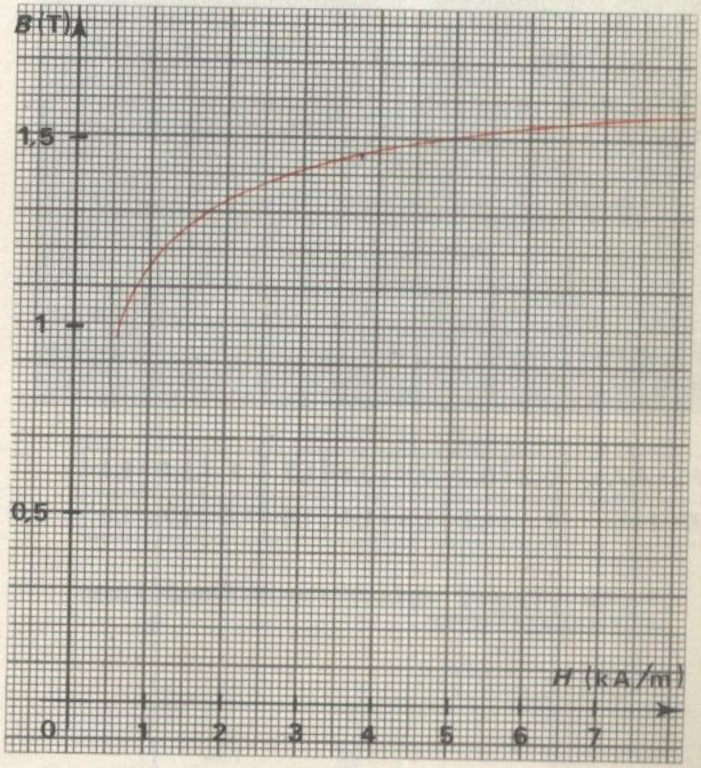
Nous donnons deux nouvelles courbes d'aimantation à titre d'information. La courbe B est utilisée dans quelques problèmes.

1.01. — Calculer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,2 T dans un entrefer de 5 mm.

1.02. — Déterminer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,6 T dans un anneau en acier doux de 1 m de longueur.

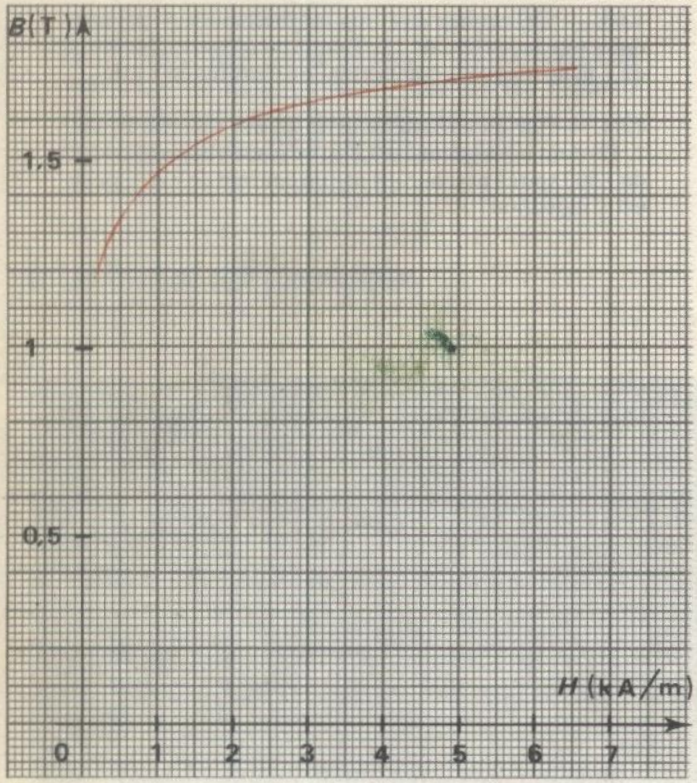
1.03. — Déterminer la force magnétomotrice qui produira une induction de 1,5 T dans un noyau en fer doux de 1 m de longueur comportant un entrefer de 1 mm.

1.04. — Sur un anneau en acier mi-dur (courbe B, fig. 1. 13) dont la longueur est 0,8 m, on place un enroulement de 1 500 spires parcourues par un courant de 2 A. Quelle est l'induction?



H (kA/m)	0,75	0,9	1,2	1,7	2,5	3,6	6	10	14
B (T)	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8

FIG. 1.13. — Courbe B : aimantation d'un acier mi-dur.



H (kA/m)	0,2	0,3	0,5	0,8	1,2	2	3,6	6,5
B (T)	1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8

FIG. 1.14. — Courbe C : aimantation d'une tôle électrique à grains orientés utilisée en continu.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

1.05. — Calculer la force magnétomotrice qui produira dans l'entrefer de l'électroaimant (fig. 1.15) une induction de 1,4 T. Les quatre parties sont en fer doux (courbe A).

Cotes (en mm) :
culasse (C) $a = 30$; $b = 40$;
noyaux (N) diamètre $d = 40$; $h = 100$; $k = 120$;
armature (A) $f = 40$; $g = 25$;
entre noyaux et armature deux entrefers $e = 0{,}4$.

Solution

La distribution exacte des lignes d'induction n'est pas connue, en particulier au voisinage de la frontière entre deux portions du circuit; la solution comporte donc un certain nombre d'arbitraires.

Nous traçons une ligne moyenne simple (trait mixte rouge) et nous admettons que la section de l'entrefer est égale à celle du noyau.

Calculs préliminaires :

Sections :
Culasse : $30 \times 40 = 1200\ \text{mm}^2 = 12 \times 10^{-4}\ \text{m}^2$.
Noyau et entrefer :
$$\pi \times 20 \times 20 = 1256\ \text{mm}^2 = 12{,}56 \times 10^{-4}\ \text{m}^2.$$
Armature : $25 \times 40 = 1000\ \text{mm}^2 = 10 \times 10^{-4}\ \text{m}^2$.

Longueurs :
Culasse[1] : $k + \frac{a}{2} + \frac{a}{2} = 120 + 15 + 15 = 150\ \text{mm} = 0{,}15\ \text{m}$.
Noyaux : $2h = 100 + 100 = 200\ \text{mm} = 0{,}2\ \text{m}$.
Entrefer : $2e = 0{,}4 + 0{,}4 = 0{,}8\ \text{mm} = 0{,}8 \times 10^{-3}\ \text{m}$.
Armature[1] :
$$k + \frac{g}{2} + \frac{g}{2} = 120 + 12{,}5 + 12{,}5 = 145\ \text{mm} = 0{,}145\ \text{m}.$$

(1) Une longueur + deux demi-épaisseurs.

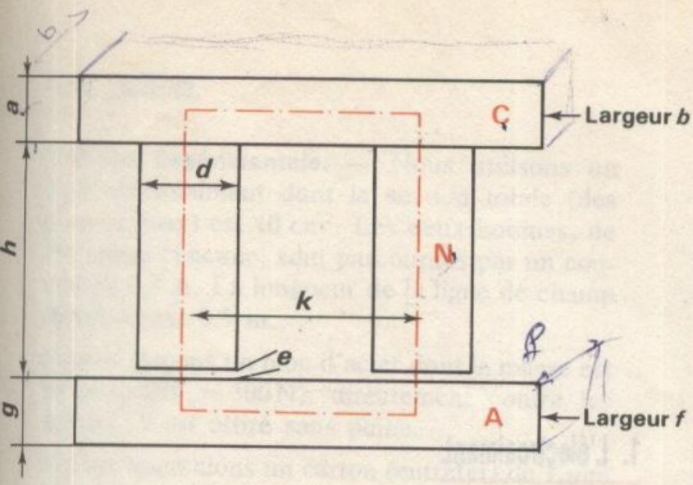


FIG. 1.15. — Les noyaux N ont une section circulaire de diamètre d.

Flux commun (calculé dans l'entrefer) :

$$\Phi = BS = 1{,}4 \times 12{,}56 \times 10^{-4} = 17{,}6 \times 10^{-4} \text{ Wb.}$$

Les inductions dans les autres portions sont :

$$B = \frac{17{,}6 \times 10^{-4}}{S}.$$

Portions de circuit	Φ (Wb)	S (m^2)	B (T)	H (A/m)	ℓ (m)	F (A)
Entrefers	$17{,}6 \times 10^{-4}$	$12{,}56 \times 10^{-4}$	1,4	1 120 000	$0{,}8 \times 10^{-3}$	896
Noyaux	$17{,}6 \times 10^{-4}$	$12{,}56 \times 10^{-4}$	1,4	1 600	0,2	320
Culasse	$17{,}6 \times 10^{-4}$	12×10^{-4}	1,46	2 000	0,15	300
Armature	$17{,}6 \times 10^{-4}$	10×10^{-4}	1,76	8 000	0,145	1 160
					TOTAL	2676

soit environ 2700 A.

II. A RÉSOUDRE.

1.06. — Un circuit magnétique en acier doux, sans entrefer (courbe A) a la forme d'une couronne cylindrique :

Diamètre intérieur : 240 mm.
Diamètre extérieur : 300 mm. Hauteur : 35 mm.

Sur ce circuit on place 800 spires régulièrement réparties et parcourues par un courant de 4 A.

1° Quelle est la longueur de la ligne de champ moyenne?

2° Calculer le champ magnétique H et l'induction B_0 qu'il y aurait à l'intérieur de la bobine sans la présence du fer.

3° Déterminer l'induction B à l'intérieur du fer et la perméabilité relative.

4° Calculer le flux à travers la section droite du fer et le flux total embrassé par la bobine.

1.07. — L'électroaimant de la figure 1.16 a une section carrée de 80 mm de côté. On veut obtenir dans le circuit magnétique un flux de 8 mWb. Chaque entrefer a une épaisseur de 0,1 mm. Calculer l'intensité du courant dans chacune des deux bobines de 500 spires. On utilisera la courbe A.

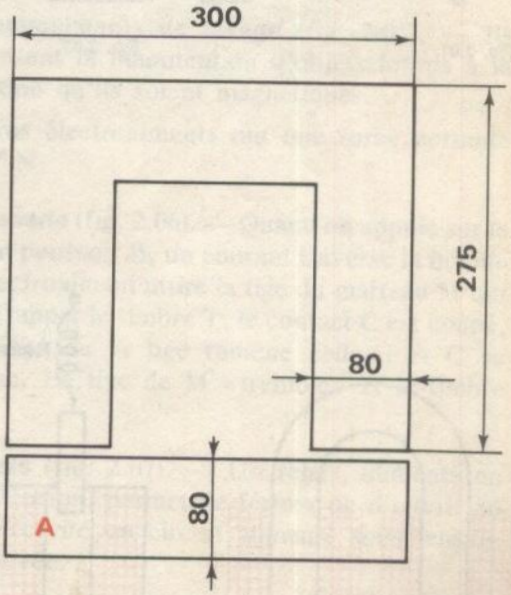


FIG. 1.16. — Épaisseur uniforme : 80 mm.

2 ÉLECTROAIMANTS

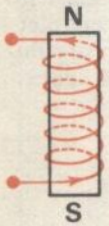


FIG. 2.01.

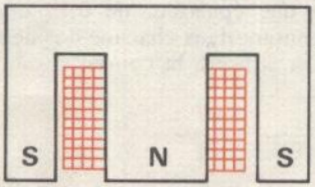


FIG. 2.02.

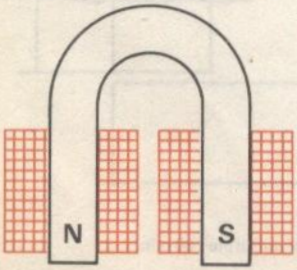


FIG. 2.03.

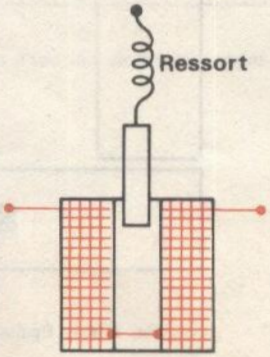


FIG. 2.04.

1. L'électroaimant.

1° Définition. — Un électroaimant est un aimant temporaire qui ne produit d'effets magnétiques sensibles que lorsque la bobine est parcourue par un courant. Autrement dit son aimantation rémanente peut être négligée.

2° Constitution. — Il comporte au moins un **noyau** magnétique en fer ou acier doux entouré d'une ou de plusieurs **bobines magnétisantes.** Il est capable d'attirer une pièce ferromagnétique appelée **armature.** S'il comporte au moins deux noyaux, ceux-ci sont réunis par une **culasse** (magnétique elle aussi). Les extrémités libres des noyaux s'appellent les **pôles** de l'électroaimant.

3° Quelques types d'électroaimants.

a) A noyau droit unique (fig. 2.01).

b) A deux noyaux (fig. 1.15, chapitre précédent).

c) Cuirassé (fig. 2.02). La bobine est sur le noyau central, la section de celui-ci est le double de celle des noyaux extrêmes.

d) En fer à cheval (fig. 2.03).

e) A noyau plongeur (fig. 2.04).

2. Force portante.

1° Étude expérimentale. — Nous utilisons un petit électroaimant dont la section totale (des deux noyaux) est 10 cm². Les deux bobines, de 500 spires chacune, sont parcourues par un courant de 0,3 A. La longueur de la ligne de champ moyenne est 0,5 m.

Si nous plaçons un bloc d'acier dont la masse est 30 kg (poids ≈ 300 N), directement contre les noyaux, il est attiré sans peine.

Si nous intercalons un carton (entrefer) de 1 mm d'épaisseur, l'électroaimant ne peut plus attirer que 5 kg (soit 50 N); avec 2 mm d'entrefer la limite est 2 kg.

→ Les possibilités d'attraction d'un électroaimant diminuent rapidement quand la distance entre les noyaux et l'armature (entrefer) croît.

2° Définition. — On appelle force portante d'un électroaimant, la force qu'il faut exercer pour décoller l'armature des noyaux quand l'entrefer est nul.

3° Formule. — Son établissement sort du cadre de ce cours, nous la donnons sans démonstration :

$$G = \frac{B^2 S}{2\mu_0}$$

B en teslas
S en mètres carrés
G en newtons

B est l'induction dans les noyaux.

S la surface de contact entre les noyaux et l'armature (donc surface totale des pôles).

Remplaçons μ_0 par $4\pi \times 10^{-7}$:

$$\frac{1}{\mu_0} = \frac{10^7}{4\pi} = 796\,000 \approx 800\,000$$

d'où :

$$G = 400\,000\, B^2 S$$

4° Exercice. — Calculons la force portante de l'électroaimant utilisé au 2° :

$$H = \frac{NI}{\ell} = \frac{1000 \times 0{,}3}{0{,}5} = 600 \text{ A/m} \quad \rightarrow \quad B = 1{,}08 \text{ T}$$

(courbe A, chap. 1)

$$G = 400\,000 \times 1{,}08 \times 1{,}08 \times 10 \times 10^{-4} = 466 \text{ N}.$$

5° Remarque. — La force portante représente un maximum des possibilités de l'électroaimant, il faut prévoir une marge de sécurité entre cette force et le poids maximal que l'on soulèvera.

3. Applications des électroaimants.

1° — Tous les inducteurs de machines tournantes (moteurs et générateurs) sont des électroaimants.

2° Électroaimants de levage (fig. 2.05). — Ils permettent la manutention d'objets lourds à la condition qu'ils soient magnétiques.

Certains électroaimants ont une force portante de 10^6 N.

3° Sonnerie (fig. 2.06). — Quand on appuie sur le bouton poussoir B, un courant traverse la bobine et l'électroaimant attire la tige du marteau M qui vient frapper le timbre T; le contact C est coupé, l'élasticité de la tige ramène celle-ci et C se referme. La tige de M « tremble » et le timbre vibre.

4° Relais (fig. 2.07). — Un relais, alimenté en basse tension, permet de fermer ou d'ouvrir en toute sécurité un circuit alimenté sous tension plus élevée.

5° Disjoncteur (fig. 2.08). — La bobine magnétisante est traversée par le courant du circuit à protéger. Si l'intensité devient trop grande le

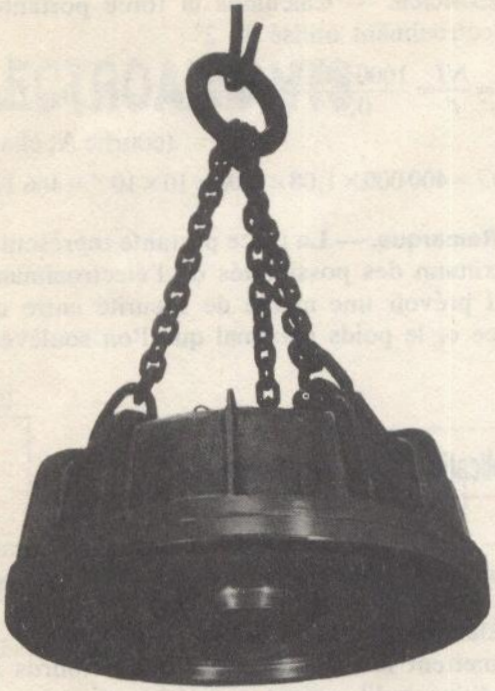


FIG. 2.05. — Électroaimant de levage : la couronne centrale est un pôle, le rond central est l'autre pôle. *(Photo P.M.E.)*

noyau N est attiré et libère le crochet C, le ressort R rappelle en arrière le disjoncteur D. Le circuit est interrompu. Toutes les installations modernes (même domestiques) possèdent, en plus des fusibles, des disjoncteurs pour protéger les circuits contre les surintensités.

6° Autres applications. — On les rencontre aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif. Nous citons : disjoncteur à minimum de courant, plateau magnétique pour machines outils, contacteur, régulateur de charge pour batterie (automobile), vibreur, électroaimant de laboratoire scientifique, écouteur magnétique, haut-parleur, micro, allume-gaz.

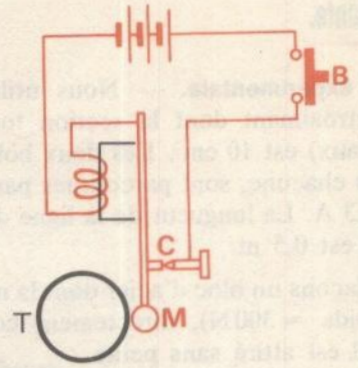


FIG. 2.06. — Sonnerie.

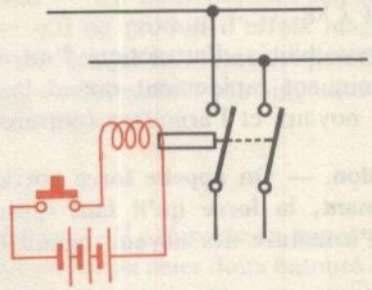


FIG. 2.07. — Relais.

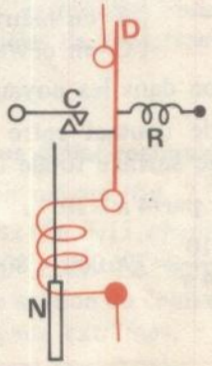


FIG. 2.08 — Schéma simplifié d'un disjoncteur.

Exercices

2.01. — Calculer la force portante d'un électroaimant pour :

$$B = 1{,}5\ \text{T} \quad \text{et} \quad S = 200\ \text{cm}^2.$$

2.02. — Que devient la force portante d'un électroaimant si l'on divise la section par 2, le flux étant inchangé (pas de saturation).

2.03. — On sait qu'une induction de 2 T n'est que rarement dépassée dans les appareils courants. Quelle est pour cette valeur la force maximale, par centimètre carré, que l'on peut attendre d'un électroaimant?

2.04. — Une valeur raisonnable de l'induction est 1,4 T. Quelle surface faudra-t-il donner aux pôles d'un électroaimant pour obtenir une force portante de :

100 N? 10^4 N? 10^6 N?

Problèmes

A RÉSOUDRE.

2.05. — En tenant compte de deux entrefers de 0,075 mm mais en négligeant les fuites, déterminer la force magnétomotrice à placer sur le circuit magnétique de l'électroaimant de la figure 1.16 (chap. 1) pour obtenir une force portante de 10 000 N.

2.06. — Dans les noyaux de l'électroaimant de la figure 1.15 (chap. 1) l'induction est de 1,6 T. Les fuites sont négligeables.

1° Calculer la force portante.

2° Déterminer le nombre d'ampèretours nécessaires (force magnétomotrice).

On donne (en mm) :

$$a = 40;\quad b = 60;\quad d = 48;\quad f = 60;$$
$$g = 30;\quad h = 90;\quad k = 110.$$

Chacun des deux entrefers est : $e = 0{,}05$ mm.

La culasse est en acier mi-dur (courbe B, chap. 1), les autres parties sont en acier doux (courbe A, chap. 1).

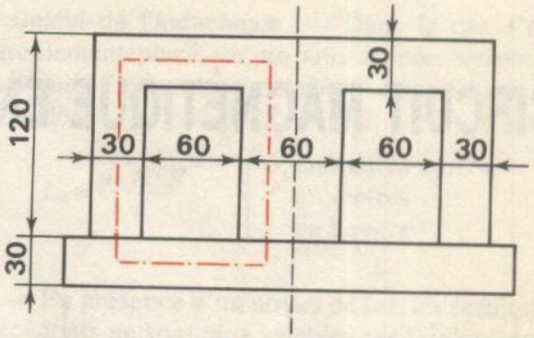


FIG. 2.09. — L'épaisseur est uniforme : 40 mm.

2.07. — L'électroaimant cuirassé (fig. 2.09) est en acier doux (courbe A, chap. 1) d'épaisseur uniforme 40 mm, on veut obtenir une force portante de 4000 N. L'entrefer est négligé.

1° Calculer l'induction qui doit exister dans le circuit magnétique et le flux dans le noyau central.

2° Calculer la force magnétomotrice correspondante.

3° Cette force magnétomotrice est produite par une bobine unique de 600 spires placées sur le noyau central :

a) Quelle doit être l'intensité du courant?

b) Si l'on admet une densité de courant de 3 A/mm^2, quelle doit être la section du fil?

c) Calculer la résistance du bobinage en prenant un diamètre moyen de 90 mm pour chaque spire ($\rho = 2 \times 10^{-8}\ \Omega$m).

N. B. — La force magnétomotrice totale est égale à celle qui est nécessaire pour une des moitiés de l'électroaimant (et non le double). L'électroaimant est en effet équivalent à une de ses moitiés de section double mais de même longueur.

2.08. — Calculer la force magnétomotrice nécessaire à l'électroaimant de la figure 2.09 si l'on désire une induction de 1,6 T dans l'armature; tenir compte d'un entrefer de 0,1 mm entre armature et noyau et d'un coefficient d'Hopkinson $v = 1{,}1$ (flux entrefer = flux armature).

3
CIRCUIT MAGNÉTIQUE EN ALTERNATIF

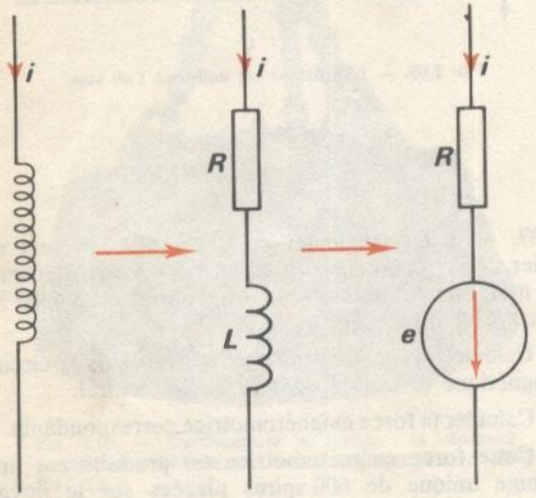


FIG. 3.01. — Équivalences successives d'un circuit inductif.

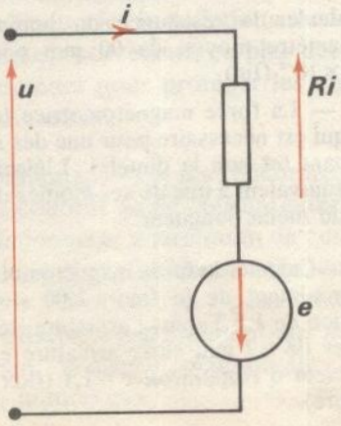


FIG. 3.02.

1. Rappel des propriétés d'un circuit inductif sans fer.

1° Comportement en régime variable.

a) Un circuit inductif quelconque (réactor[1] non parfait) est équivalent au groupement en série d'une inductance pure et d'une résistance pure (fig. 3.01). En régime variable, le circuit développe une force électromotrice auto-induite (1re F, courant continu).

Si cette force électromotrice auto-induite est représentée par une source de tension orientée comme le conducteur, son expression est :

(1) $$e = -\frac{L\,di}{dt}$$

- di en ampères
- dt en secondes
- L en henrys
- e en volts

(1) Pour désigner un circuit inductif, on dit souvent « bobine de self » ou même « self ». Le terme « self » provenant de l'expression anglo-saxonne « self-induction » (= auto-induction) dont on a conservé la première partie : c'est un non-sens. Quant à parler « franglais », nous préférons employer le mot réactor.

b) Relation : appliquons la loi des mailles au circuit de la figure 01 soumis à une tension quelconque u (fig. 3.02) :

$$u - Ri + e = 0 \quad \rightarrow \quad u + e = Ri$$

c) Réactor parfait (ou circuit purement inductif) : C'est un cas limite où la résistance R est nulle. L'égalité précédente s'écrit :

$$u + e = 0 \quad \rightarrow \quad e = -u$$

→ à chaque instant la force électromotrice auto-induite est en **opposition** avec la tension appliquée.

2° Régime sinusoïdal.

La tension u appliquée a pour expression :

$$u = \hat{U} \cos \omega t = U\sqrt{2} \cos \omega t$$

a) Réactor parfait :

$$U\sqrt{2} \cos \omega t = -e = \frac{L\,di}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di}{dt} = \frac{U\sqrt{2} \cos \omega t}{L}.$$

L'expression du courant i est une primitive de

$$i' = \frac{di}{dt} : \quad i = \frac{U\sqrt{2} \sin \omega t}{L\omega} = \frac{U\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{L\omega}.$$

→ Dans un circuit assimilable à une inductance pure, le courant est en **quadrature arrière** avec la tension et sa valeur efficace est :

$$I = \frac{U}{L\omega} = \frac{U}{X}$$

b) Réactor imparfait : sa résistance n'est pas nulle.

La valeur efficace du courant est :

$$I = \frac{U}{Z} \quad \text{avec} \quad Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Le déphasage est tel que : $\operatorname{tg} \varphi = \frac{L\omega}{R}$.

3° Calcul de l'inductance. — Dans le cas d'un enroulement placé sur un anneau non ferromagnétique, l'inductance peut être calculée par la formule :

$$L_0 = \frac{\mu_0 N^2 S}{\ell} \qquad \begin{cases} S \text{ en mètres carrés} \\ \ell \text{ en mètres} \\ L \text{ en henrys} \end{cases}$$

4°. — En présence d'un noyau de fer, les résultats précédents ne sont plus valables car l'inductance L varie avec l'état de saturation du fer, donc avec la valeur instantanée du courant i.
Le problème doit alors être abordé d'une manière différente : à partir du flux magnétique existant dans le noyau.

2. Formule de Boucherot.

1° — Nous considérons une bobine comportant N spires et placée sur un anneau, *ferromagnétique ou non*, mais dont la section est constante. L'anneau se confond avec un tube d'induction; le flux qui le traverse est aussi le flux à travers une quelconque des spires de la bobine.

Le flux et la section étant constants, l'induction sera sensiblement la même en tout point pourvu que le diamètre moyen de l'anneau soit grand devant les autres dimensions :

$$b = \frac{\psi}{S}.$$

Remarque importante : pour éviter toute confusion entre les déphasages représentés par φ et les valeurs instantanées du flux, nous notons ψ (psi) ces dernières.

2° Force électromotrice induite par un flux sinusoïdal.

a) Soit $\psi = \widehat{\Phi} \sin \omega t$ l'expression du flux à travers une spire. La force électromotrice induite est :

— pour une spire :

$$e_1 = -\frac{d\psi}{dt}$$

— pour l'ensemble de la bobine :

$$e = -\frac{N d\psi}{dt} = -N\psi'.$$

La dérivée du flux par rapport au temps est :

$$\psi' = +\omega\widehat{\Phi} \cos \omega t$$

et l'expression de la force électromotrice est :

$$e = -N\omega\widehat{\Phi} \cos \omega t = N\omega\widehat{\Phi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

→ La force électromotrice induite est donc une grandeur sinusoïdale en quadrature arrière du flux.

b) Remarque :

l'induction est $b = \frac{\psi}{S} = \frac{\widehat{\Phi} \sin \omega t}{S} = \widehat{B} \sin \omega t$, elle est en phase avec le flux, la f.é.m. est donc aussi en quadrature arrière avec l'induction.

Nous avons tracé (fig. 3.03) les courbes $\psi(t)$ (donc b puisque $b \sim \psi$) et $e(t)$ ainsi que le graphique de Fresnel correspondant (fig. 3.04).

3° Valeur efficace de la force électromotrice induite.

a) Valeur maximale : la f.é.m. est maximale quand $\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = 1$. Son maximum est donc :

$$\widehat{E} = N\omega\widehat{\Phi}$$

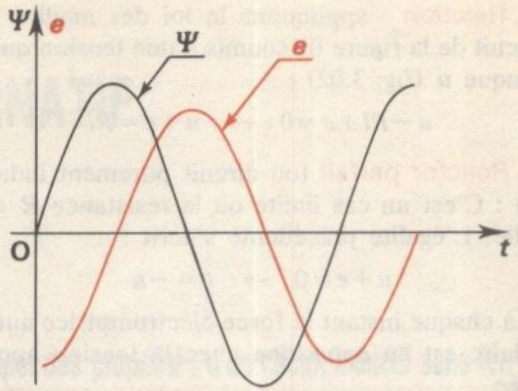


FIG. 3.03. — Phases relatives du flux et de la force électromotrice.

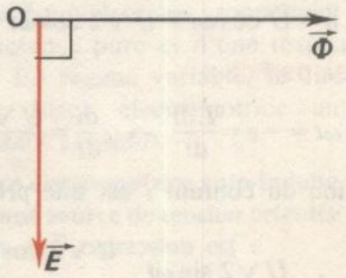


FIG. 3.04.

b) Valeur efficace :

$$E = \frac{N\omega\widehat{\Phi}}{\sqrt{2}}$$

c) Formule de Boucherot : elle s'obtient en remplaçant dans cette formule, $\widehat{\phi}$ par $\widehat{B}S$ et ω par $2\pi f$: $E = \frac{N \times 2\pi f \times \widehat{B}S}{\sqrt{2}}$ avec $\frac{2\pi}{\sqrt{2}} = 4{,}44$ nous obtenons :

(5) $\boxed{E = 4{,}44\,\widehat{B}NfS}$

$\widehat{B}$ en teslas
f en hertz
S en mètres carrés
E en volts

d) Exemple numérique : pour $\widehat{B} = 1$ T; $N = 1$; $f = 50$ Hz et $S = 1$ dm$^2 = 0{,}01$ m^2.

$$E = 4{,}44 \times 1 \times 1 \times 50 \times 0{,}01 = 2{,}22 \text{ V}.$$

3. Les pertes dans le fer.

1° Pertes par hystérésis. — Lorsqu'un matériau magnétique est soumis à une induction variable, il décrit des cycles d'hystérésis. Les pertes qui en résultent sont proportionnelles à l'aire du cycle, au nombre de cycles décrits et au volume du matériau.

Dans le cas où le phénomène est périodique, les pertes peuvent être calculées par la formule de Steinmetz :

$$(3) \quad P_h = K_1 V f \widehat{B}^n$$

V en mètres cubes
f en hertz
$\widehat{B}$ en teslas
P_h en watts

Le coefficient K_1 est déterminé expérimentalement sur un échantillon; $\widehat{B}$ est la valeur maximale atteinte par l'induction périodique de fréquence f. L'exposant n est égal à 2 pour des tôles et à 1,6 pour un matériau massif; V est le volume de fer concerné.

2° Pertes par courants de Foucault. — Rappelons que l'on appelle courants de Foucault les courants induits dans les masses métalliques. Pour une induction périodique, les pertes créées peuvent être traduites par la formule :

$$(4) \quad P_f = K_2 V f^2 \widehat{B}^2.$$

Sauf le coefficient K_2, les grandeurs sont les mêmes que précédemment.

3° Pertes totales. — Dès qu'un circuit magnétique est soumis à une induction périodique, il est feuilleté afin de limiter les pertes par courants de Foucault.

Pour des tôles, les pertes par hystérésis sont proportionnelles au carré de l'induction; il en est donc de même des pertes totales. Pour chaque qualité de tôle, les fabricants donnent la courbe $P(\widehat{B})$ des pertes totales mesurées en alternatif *50 hertz (parfois 60) en fonction de l'induction* maximale (fig. 3.05). La valeur de P correspond à un kilogramme de matière (W/kg).

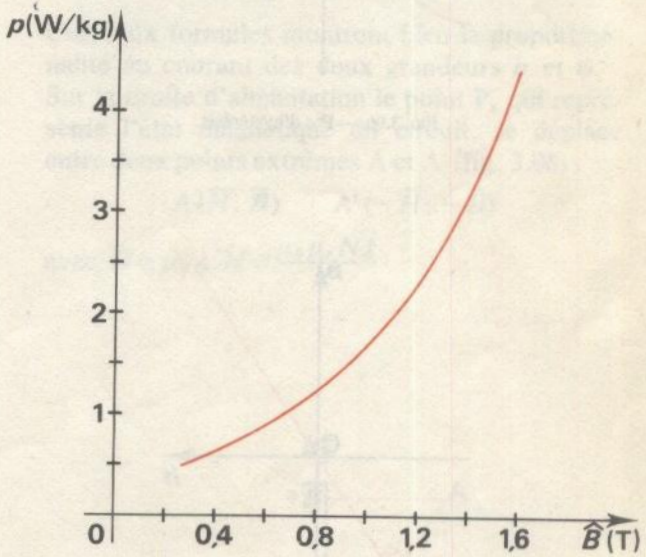


FIG. 3.05. — A la fréquence de 50 Hz, pertes par kilogramme pour des tôles destinées à la fabrication de petits transformateurs.

4. Circuit magnétique parfait.

Moyennant quelques hypothèses nous aurons un circuit magnétique parfait régi par des lois simples; ensuite, nous passerons progressivement au circuit réel en abandonnant une à une nos simplifications.

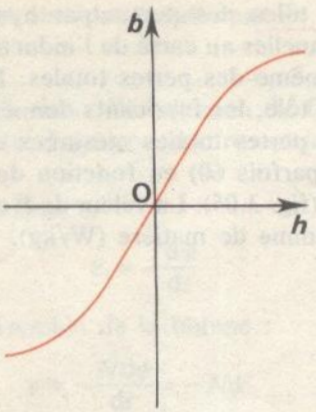


FIG. 3.06. — Pas d'hystérésis.

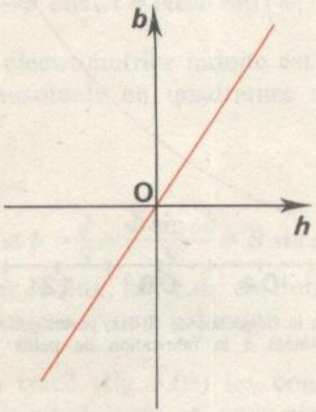


FIG. 3.07. — Pas de saturation.

1° Hypothèses simplificatrices.

a) Les fuites sont négligées.

b) Il n'y a pas d'hystérésis. — Avec cette condition, l'induction reprend à champ décroissant la même valeur qu'à champ croissant; la courbe d'aimantation n'est plus dédoublée et il n'y a plus de rémanent. Avec cette seule hypothèse, la courbe d'aimantation aurait l'allure donnée à la figure 3.06.

c) Il n'y a pas de saturation. — La courbe précédente devient une droite passant par l'origine (fig. 3.07); les perméabilités absolue et relative sont constantes et l'induction est à tout instant proportionnelle au champ magnétique :

$$b = \mathrm{k}h$$

d) La résistance de l'enroulement est négligée. — La bobine est équivalente à une inductance pure et :

$$Z = X = L\omega.$$

En outre, grâce aux hypothèses *b*) et *c*), l'inductance est constante et peut être calculée par la formule[1] :

$$L = \frac{\mu_a N^2 S}{\ell} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 S}{\ell} = \mu_r L_0$$

e) Enfin nous supposons que *les pertes par courants de Foucault sont nulles.*

Au total, la bobine ne consomme aucune puissance active (pas de pertes par effet Joule, pas de pertes dans le fer).

(1) L_0 est la valeur obtenue sans fer.

2° Application d'une tension sinusoïdale entre les bornes de la bobine.

Soit $u = U\sqrt{2}\cos\omega t$ la tension appliquée[1].

a) Courant magnétisant. — La bobine se comporte comme une inductance pure donc :

$$i = \frac{U\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}{L\omega}$$

soit une valeur efficace $I = \frac{U}{L\omega}$ et un déphasage $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

La puissance active est bien nulle :

$$P = UI\cos\varphi = 0.$$

La puissance réactive est : $Q = UI\sin\varphi = UI$.

b) Champ magnétique. — A chaque instant $h = \frac{Ni}{\ell}$, le champ et le courant sont rigoureusement proportionnels, donc en phase; ils sont tous deux en quadrature arrière avec la tension u.

En valeurs efficaces : $H = \frac{NI}{\ell}$ et en valeurs maximales $\widehat{H} = \frac{N\widehat{I}}{\ell}$.

c) Force électromotrice induite.

La résistance étant négligée, à chaque instant $e = -u = -U\sqrt{2}\cos\omega t$; la f.é.m. est en opposition de phase avec la tension et a même valeur efficace qu'elle : $E = U$.

Nous pouvons donc utiliser la formule de Boucherot avec la valeur efficace de la tension :

$$U = 4{,}44\,\widehat{B}NfS.$$

(1) Rappelons qu'une grandeur sinusoïdale peut indifféremment s'écrire avec un sinus ou avec un cosinus.

d) Inductance et flux. — Ces deux grandeurs sont en quadrature avant de la f.é.m., donc en quadrature arrière de la tension et en phase avec i (et h).

D'ailleurs nous avons simultanément :

$h = \frac{Ni}{\ell}$; $b = kh = \mu_0\mu_r h$ (droite d'aimantation) et $\psi = bS$. Nous en tirons :

$$b = \mu_0\mu_r\frac{Ni}{\ell} = Ki \quad \text{et} \quad \psi = KiS.$$

Ces deux formules montrent bien la proportionnalité au courant des deux grandeurs b et ψ.
Sur la droite d'aimantation le point P, qui représente l'état magnétique du circuit, se déplace entre deux points extrêmes A et A' (fig. 3.08) :

$$A(\widehat{H}; \widehat{B}) \qquad A'(-\widehat{H}; -\widehat{B})$$

avec $\widehat{B} = \mu_0\mu_r\widehat{H} = \frac{\mu_0\mu_r N\widehat{I}}{\ell}$.

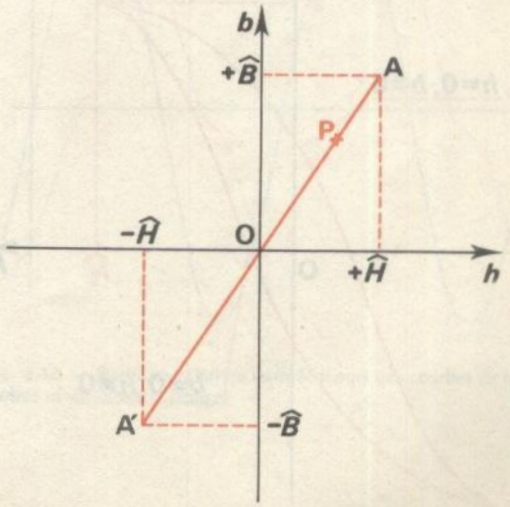


FIG. 3.08.

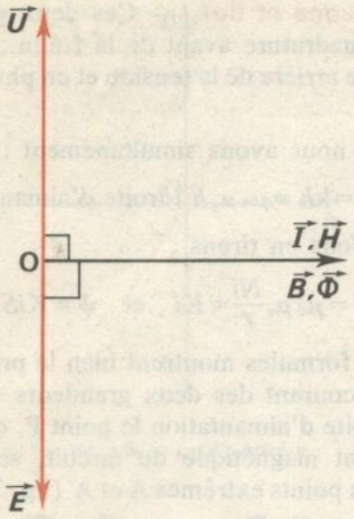


FIG. 3.09.

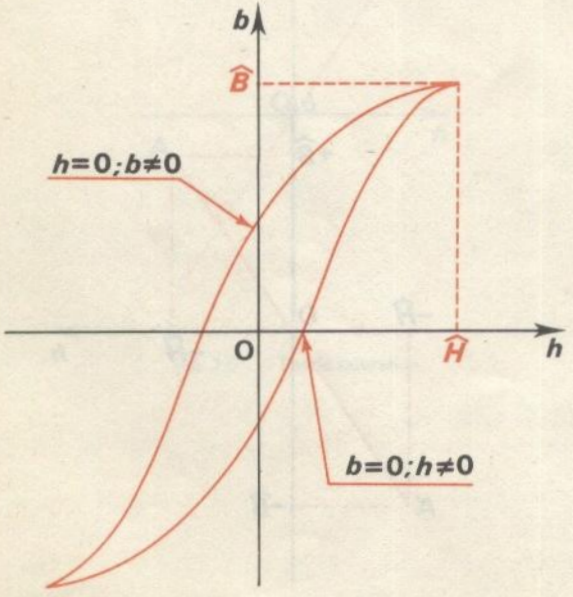


FIG. 3.10.

e) Conclusion : pour un circuit magnétique parfait, le courant, le champ magnétique, l'induction et le flux ont la même phase et sont en quadrature arrière avec la tension (fig. 3.09).

5. Circuit magnétique réel.

Nous continuons à négliger les fuites magnétiques.

1° La résistance de la bobine est encore négligée.

Nous tenons donc compte de la saturation, de l'hystérésis et des courants de Foucault; la courbe d'aimantation est dédoublée (cycle d'hystérésis). Le champ magnétique et l'induction prennent simultanément leurs valeurs maximales mais ne s'annulent plus ensemble (fig. 3.10). Il en résulte que **si l'une des deux grandeurs est sinusoïdale, l'autre ne peut l'être.**

2° Application d'une tension sinusoïdale.

a) La tension $u = U\sqrt{2}\cos\omega t$ est appliquée à la bobine dépourvue de résistance donc, $u + e = 0$ et,

$$e = -U\sqrt{2}\cos\omega t.$$

Il en résulte que, **comme avec un circuit parfait :**

— la force électromotrice induite est sinusoïdale et en opposition avec u;

— le flux est sinusoïdal (primitive de la fonction sinusoïdale e) :

$$e = -\frac{d\psi}{dt} \rightarrow \psi = -\int e\,dt = +\frac{U\sqrt{2}\sin\omega t}{\omega}$$

— l'induction $b = \frac{\psi}{S}$ est sinusoïdale aussi :

$$b = \frac{U\sqrt{2}}{\omega S} \sin \omega t = \widehat{B} \sin \omega t$$

b) Cette dernière relation permet d'écrire à nouveau la formule de Boucherot; remarquons d'ailleurs que cette formule a été établie sans hypothèse restrictive quant à la saturation et à l'hystérésis. Donc nous avons toujours :

$$U = E = 4{,}44\, \widehat{B} N f S.$$

c) Le champ magnétique n'est plus sinusoïdal (puisque l'induction l'est) et le courant qui est à chaque instant proportionnel au champ $\left(h = \frac{Ni}{\ell} \Rightarrow i = \frac{h\ell}{N}\right)$ n'est pas sinusoïdal non plus.

Dans ces conditions il n'est plus possible, *en toute rigueur*, de parler du déphasage du courant sur la tension, ni de tracer un graphique de Fresnel.

La photographie (fig. 3.11) nous montre clairement que le courant n'est plus sinusoïdal. La vue de l'ensemble des deux grandeurs tension et courant nous invite à dire que si le courant était sinusoïdal, il serait presque en quadrature arrière de la tension (fig. 3.12).

d) Approximation : pour faciliter le langage et les calculs, **nous admettrons que le courant est encore sinusoïdal;** le champ aussi par conséquent. Nous pourrons ainsi représenter à nouveau le courant par un vecteur de Fresnel et définir un **déphasage moyen** du courant par rapport à la tension. Soit P la puissance active perdue dans le fer et UI la puissance apparente (produit des valeurs efficaces U et I); le déphasage moyen φ est tel que :

$$\cos \varphi = \frac{P}{UI}.$$

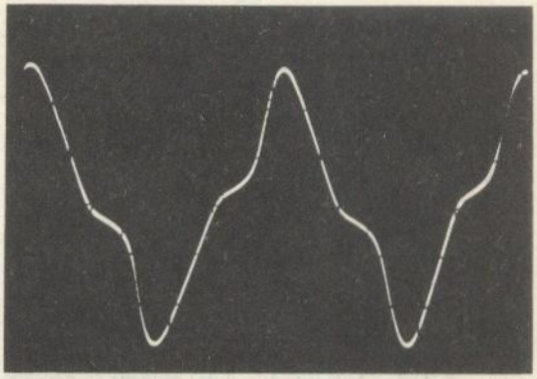


FIG. 3.11. — Oscillogramme du courant traversant une bobine à noyau de fer.

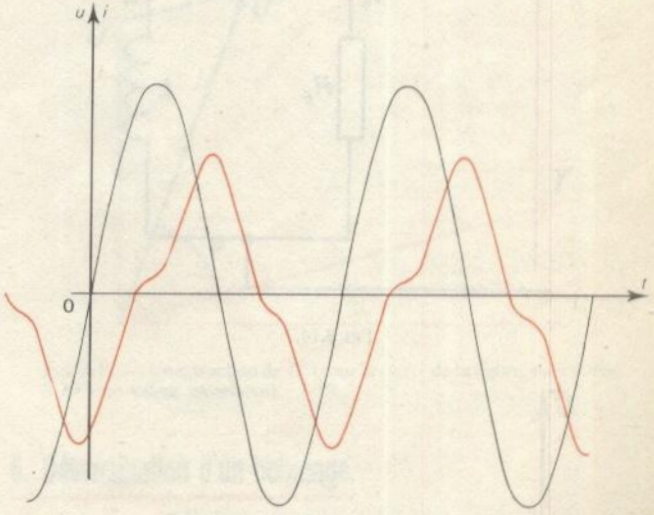


FIG. 3.12. — Positions relatives dans le temps des courbes de tension (noire) et de courant (rouge).

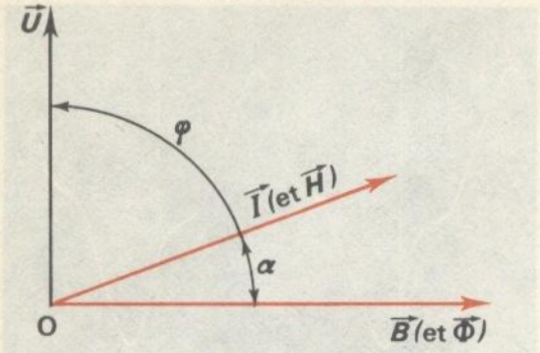


FIG. 3.13. — Influence de l'hystérésis et des courants de Foucault.

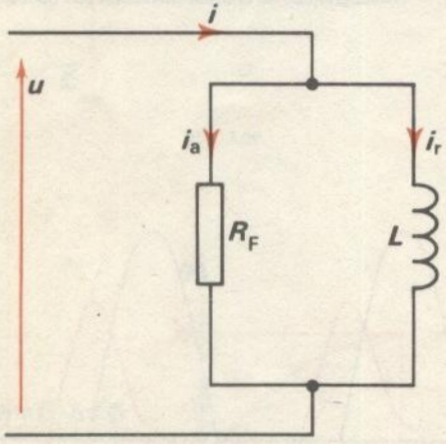


FIG. 3.14.

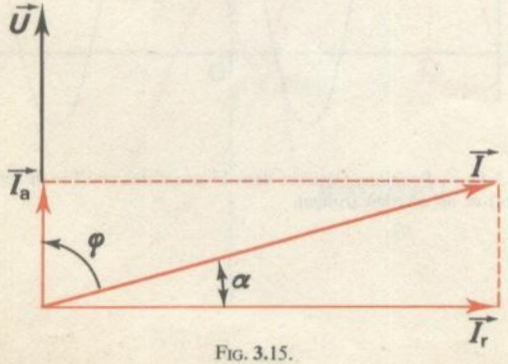


FIG. 3.15.

L'angle φ est un peu inférieur à $\frac{\pi}{2}$. Nous pouvons dire que par rapport à l'induction, l'hystérésis et les courants de Foucault décalent le courant en avant d'un angle α (fig. 3.13).

3° Schéma équivalent.

a) Le plus simple est de considérer que le total des pertes par hystérésis et courants de Foucault se produit, non dans le circuit magnétique, mais dans un résistor fictif R_F, placé en parallèle avec la bobine d'inductance L (fig. 3.14). Soumis à la tension U, ce résistor consommera une puissance égale aux pertes dans le fer si sa résistance est :

(5) $$R_F = \frac{U^2}{P}$$

Le schéma équivalent est celui de la figure 3.14 où le courant i, réellement consommé, se partage entre deux dérivations :

— le courant réactif (ou **magnétisant**) i_r dans le réactor,

— le courant actif i_a dans le résistor.

Dans la mesure où nous pouvons admettre que i est sensiblement sinusoïdal, nous aurons les relations suivantes entre les valeurs efficaces (fig. 3.15) :

$$I_r = I \sin\varphi = I \cos\alpha \qquad I_a = I \cos\varphi = I \sin\alpha$$
$$I^2 = I_a^2 + I_r^2.$$

Le circuit magnétique est redevenu idéal mais le courant total I est supérieur (de peu) au courant magnétisant I_r.

b) Les puissances consommées sont :

(6) $$P = UI \cos \varphi$$

et

(7) $$Q = UI \sin \varphi.$$

Si l'angle φ vaut 75°, le circuit reste nettement réactif :

$$\cos \varphi \approx 0{,}26 \quad \text{et} \quad \sin \varphi \approx 0{,}96$$

c) Remarque : par suite de la saturation, la valeur efficace du courant n'est pas proportionnelle à celle de la tension, et les paramètres R_F et L varient avec celle-ci. Un couple de valeurs numériques $\{R_F, L\}$ n'est donc valable que pour une seule valeur efficace U de la tension (et une seule valeur de la fréquence).

4° Influence de la résistance de la bobine. —

a) Traversée par le courant i, la résistance crée une chute de tension RI, il faut donc, pour avoir une tension utile U, appliquer entre les bornes de la bobine une tension U' telle que :

$$\overrightarrow{U'} = \overrightarrow{U} + \overrightarrow{RI}.$$

Compte tenu des valeurs numériques usuelles, la valeur efficace U' n'est supérieure à U que de quelques pour cent.

b) Le schéma équivalent complet comporte trois éléments R, R_F et L (fig. 3.16). Le graphique de Fresnel (fig. 3.17) permet de trouver facilement la tension U' si les trois paramètres précédents et la tension U sont les données.

La détermination inverse de U connaissant U' ne peut, en principe, s'effectuer que par tâtonnement puisque les valeurs de R_F et de L (qui dépendent de U) sont inconnues.

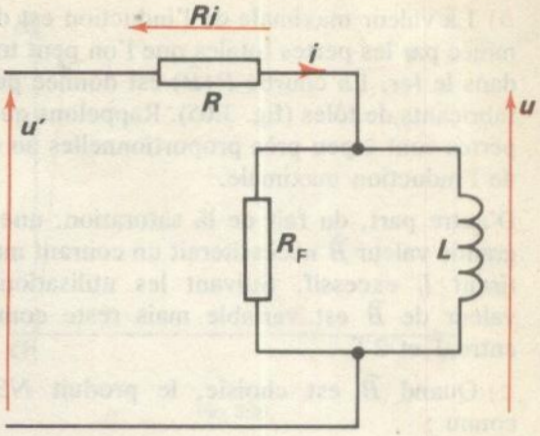


FIG. 3.16.

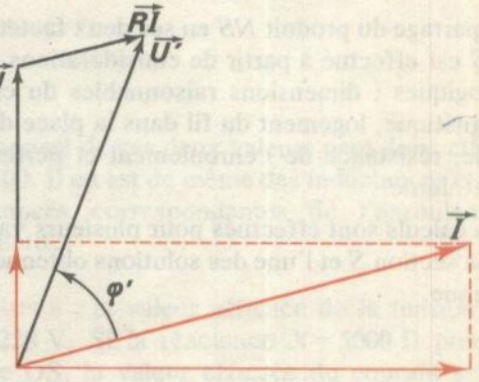


FIG. 3.17. — Construction de U' (pour la clarté de la figure, on a donné à RI une valeur excessive).

6. Détermination d'un bobinage.

a) En général, la tension U' est imposée et la fréquence f est connue. En confondant U et U', il restera trois inconnues $(\widehat{B}, N, S)$ dans la formule de Boucherot :

$$U' \approx U = 4{,}44\, \widehat{B} N f S \quad \rightarrow \quad \widehat{B}NS = \frac{U'}{4{,}44\, f}$$

b) La valeur maximale de l'induction est déterminée par les pertes totales que l'on peut tolérer dans le fer. La courbe $P(\widehat{B})$ est donnée par les fabricants de tôles (fig. 3.05). Rappelons que ces pertes sont à peu près proportionnelles au carré de l'induction maximale.

D'autre part, du fait de la saturation, une trop grande valeur $\widehat{B}$ nécessiterait un courant magnétisant I_r excessif. Suivant les utilisations, la valeur de $\widehat{B}$ est variable mais reste comprise entre 1 et 2 T.

c) Quand $\widehat{B}$ est choisie, le produit NS est connu :

$$NS = \frac{U}{4{,}44\,\widehat{B}f}.$$

Le partage du produit NS en ses deux facteurs N et S est effectué à partir de considérations technologiques : dimensions raisonnables du circuit magnétique, logement du fil dans la place disponible, résistance de l'enroulement et pertes par effet Joule.

Les calculs sont effectués pour plusieurs valeurs de la section S et l'une des solutions obtenues est retenue.

7. Comportement avec ampèretours continus[1].

1° Notions de perméabilité dynamique.

a) Considérons un circuit magnétique (fig. 3.18) sur lequel sont placés deux enroulements comportant N_c et N_a spires, par exemple $N_c = 5000$ et $N_a = 100$.

(1) Ce paragraphe est destiné aux classes terminales F2.

Alimentons l'enroulement N_c avec un courant continu $I_c = 0{,}2$ A, ce qui donne une force magnétomotrice $F_c = 1000$ A et appelons P le point correspondant de la courbe d'aimantation (fig. 3.19).

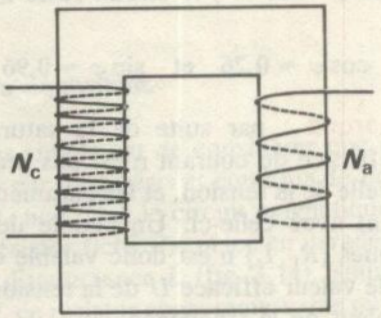


FIG. 3.18.

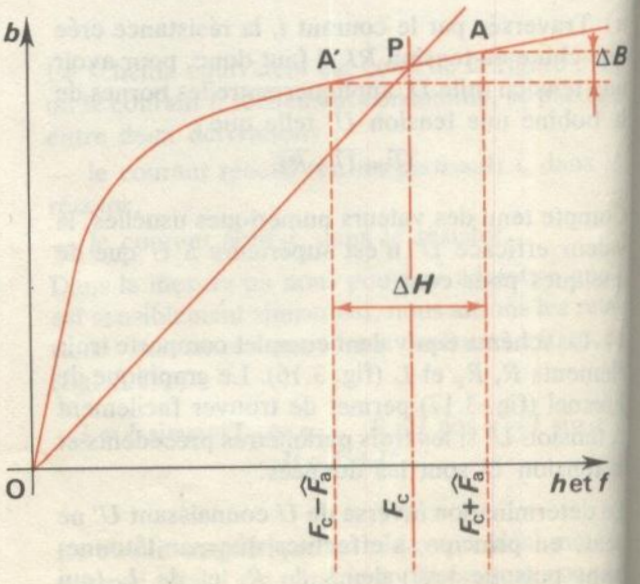


FIG. 3.19. — Perméabilité dynamique.

Alimentons également N_a mais avec un courant sinusoïdal de valeur maximale $\widehat{I}_a = 2$ A. La force magnétomotrice alternative f_a a une valeur maximale : $\widehat{F}_a = N_a \widehat{I}_a = 200$ A. A chaque instant, f_a s'ajoute algébriquement à F_c et la force magnétomotrice totale varie entre $1000 - 200 = 800$ A et $1000 + 200 = 1200$ A.

Sur la courbe, le point correspondant « excursionne » entre les deux points extrêmes A et A'. Il est évident que la perméabilité moyenne qui intéresse ce mode de fonctionnement en alternatif n'est pas mesurée par le coefficient directeur de la droite OP mais par celui, très différent, de AA'. Cette perméabilité est appelée **dynamique.**

b) Définition : la perméabilité dynamique absolue moyenne est le quotient de la variation ΔB de l'induction par la variation ΔH de champ qui l'a produite :

$$\mu_d = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (8)$$

c) Nous constatons que μ_d dépend et du point P de « repos » correspondant à la force magnétomotrice continue et de l'amplitude de « l'excursion » due à la force magnétomotrice alternative.

2° Variations de la perméabilité dynamique et de la réactance de l'enroulement alternatif.

Nous avons schématisé la courbe d'aimantation des matériaux habituellement utilisés dans ces circuits (fig. 3.20).

— Si P est sur la portion OS, la perméabilité dynamique absolue est grande : de l'ordre de 10000 fois μ_0 (et même davantage).

— Si P est sur Sy, la perméabilité dynamique absolue ne vaut plus que quelques dizaines de fois μ_0.

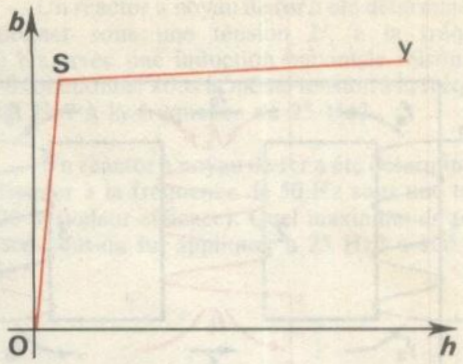


FIG. 3.20.

Le rapport de ces deux valeurs peut donc atteindre 500. Il en est de même des inductances et des réactances correspondantes de l'enroulement alternatif.

EXEMPLE : la valeur efficace de la tension est $U = 220$ V. Si la réactance $X = 5000\ \Omega$ pour la partie OS, la valeur efficace du courant sera :

$$I = \frac{220}{5000} = 0{,}044 \text{ A}.$$

Au contraire sur Sy nous aurons $X' = \frac{5000}{500} = 10\ \Omega$ et :

$$I' = \frac{220}{10} = 22 \text{ A}.$$

Nous voyons l'intérêt d'un tel dispositif : faire varier l'impédance et le courant du circuit alternatif en agissant sur un courant continu de faible valeur. On dit que la bobine alternative est un « **réactor saturable** » (« self » saturable).

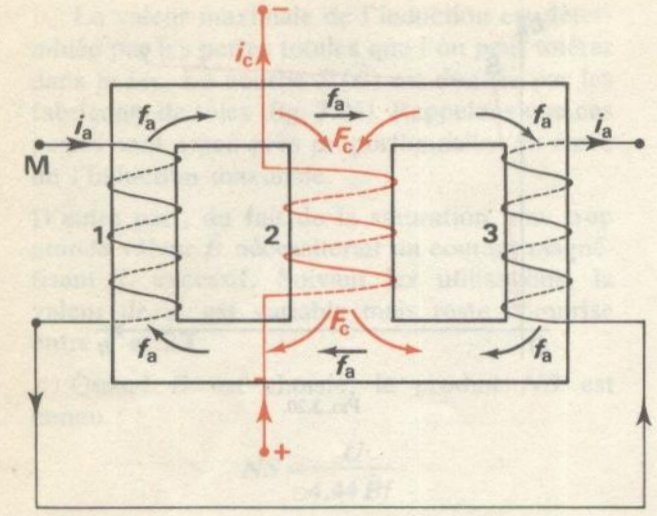


FIG. 3.21. — Quand i_a est positif, dans le noyau 1 les ampèretours s'additionnent.

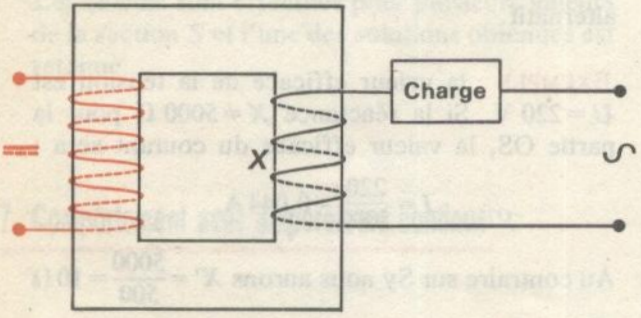


FIG. 3.22.

3° Description d'un dispositif pratique. — Le système élémentaire de la figure 3.18 est pratiquement inutilisable. Le système utilisé[1] peut être du type cuirassé à trois noyaux (fig. 3.21), le noyau central (2) porte l'enroulement « continu » et les deux autres (1 et 3) un enroulement « alternatif ». Les enroulements alternatifs sont bobinés et couplés de façon que, à un instant quelconque, leurs ampèretours produisent des flux de même sens. On peut admettre que le flux alternatif résultant ne traverse pas le noyau central.

Nous ne pouvons entrer dans les détails du fonctionnement, remarquons seulement qu'à l'instant où M est la borne positive, donc où le courant i_a est positif, le flux dans le noyau 1 résulte de l'addition des ampèretours[2] continus et alternatifs tandis que le flux dans le noyau 3 résulte de leur différence. Les noyaux sont donc saturés à tour de rôle et non simultanément.

4° Applications.

a) Interrupteur sans étincelles. — Montons un réactor saturable en série avec une charge (fig. 3.22) : sans ampèretours continus sur OS (de la courbe 20) la réactance X étouffe le courant; avec beaucoup d'ampèretours continus (sur Sy) le courant est important.

Le réactor fonctionne comme un interrupteur (imparfait).

(1) Il y a des variantes.

(2) Rappelons que, à cause de la saturation, on ne peut additionner des flux.

b) Amplificateur à courant continu. — En couplant convenablement les enroulements « alternatifs » et des redresseurs, on peut obtenir dans une charge un courant unidirectionnel qui variera proportionnellement au courant continu de commande mais pourra être beaucoup plus grand; Par exemple, pour un rapport de nombres de spires :

$$\frac{\text{continu}}{\text{alternatif}} = \frac{N_c}{N_a} = 100,$$

le rapport des courants sera aussi égal à 100. On dit que l'amplification du système est $A = 100$.

Exercices

3.01. — Complétez le tableau, compte tenu des données de la première ligne et de la formule de Boucherot.

$\widehat{B}$ (T)	N	S (m²)	f (Hz)	E (V)
1	1	10^{-2}	50	2,22
1,5	1	10^{-2}	50	...
1,2	100	10^{-2}	50	...
1	200	10^{-2}	100	...
1,4	100	...	50	220
2	50	...	50	127
...	100	10^{-2}	25	111

3.02. — Une bobine à noyau de fer a été calculée pour fonctionner avec une induction de 0,85 T. Relever le courant magnétisant sur la courbe A du chapitre 1. Par combien ce courant est-il multiplié lorsque l'induction double? Conclusion.

3.03. — Un réactor à noyau de fer a été déterminé pour fonctionner sous une tension U, à la fréquence de 50 Hz, avec une induction maximale raisonnable. Peut-il fonctionner sous la même tension à la fréquence de 100 Hz? à la fréquence de 25 Hz?

3.04. — Un réactor à noyau de fer a été déterminé pour fonctionner à la fréquence de 50 Hz sous une tension de 220 V (valeur efficace). Quel maximum de tension efficace peut-on lui appliquer à 25 Hz? à 100 Hz? à 60 Hz?

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

3.05. — Un circuit magnétique idéal a une longueur $\ell = 0{,}5$ m et une section $S = 6$ cm². On veut que le flux maximal dans le fer (courbe A, chapitre 1) soit de 1 mWb. La tension disponible est $U = 220$ V, $f = 50$ Hz. Calculer :

1° Le nombre de spires de l'enroulement.

2° La valeur efficace du courant magnétisant.

Solution

1° Induction maximale :

$$\widehat{B} = \frac{\widehat{\Phi}}{S} = \frac{10^{-3}}{6 \times 10^{-4}} = 1{,}67\,\text{T}.$$

La formule de Boucherot permet de calculer le nombre de spires :

$$N = \frac{U}{4{,}44\,\widehat{B} f S} = \frac{220}{4{,}44 \times 1{,}67 \times 6 \times 10^{-4} \times 50} \approx 1\,000 \text{ spires}$$

2° Courant magnétisant :

sur la courbe à $\widehat{B} = 1{,}67$ T correspond $\widehat{H} = 5\,000$ A/m.

Nous avons donc successivement :

$$\widehat{F} = \widehat{H}\ell = 5000 \times 0{,}5 = 2500 = N\widehat{I}$$

$$\widehat{I} = \frac{\widehat{F}}{N} = \frac{2500}{1000} = 2{,}5 \text{ A.}$$

Nous calculons la valeur efficace I comme si le courant était sinusoïdal :

$$I = \frac{\widehat{I}}{\sqrt{2}} = \frac{2{,}5}{\sqrt{2}} \approx 1{,}77 \text{ A.}$$

3.06. — Les pertes dans le fer du circuit précédent (problème 05) s'élèvent à 40 W. Calculer la résistance R_F du résistor fictif équivalent, le courant actif et le courant total.

Solution abrégée

$$R_F = \frac{U^2}{P} = \frac{220 \times 220}{40} = 1210\ \Omega$$

$$I_a = \frac{220}{1210} = 0{,}182 \text{ A}$$

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} = 1{,}78 \text{ A.}$$

II. A RÉSOUDRE.

3.07. — On veut fabriquer une bobine à noyau de fer (circuit sans entrefer, courbe A) pouvant être utilisée à la fois en 220 V, 50 Hz et en 127 V, 25 Hz. Calculer :

1° La section qu'il faut donner au fer pour avoir $\widehat{B} = 1{,}4$ T à 50 Hz, si $N = 500$ spires.

2° L'intensité efficace du courant magnétisant si la longueur de la ligne de champ moyenne est de 0,8 m.

3° L'induction maximale et l'intensité efficace en 25 Hz.

4° Les puissances réactives consommées dans les deux modes d'utilisation.

N.B. — Pas de pertes, le courant est supposé sinusoïdal.

3.08. — Une bobine est placée sur un circuit en fer doux. Sa résistance est de 5 Ω. Un essai à 50 Hz sous 127 V a donné :

$$I = 2 \text{ A} \qquad P = 80 \text{ W}$$

Calculer :

1° Les pertes par effet Joule.

2° Les pertes dans le fer.

3° Le facteur de puissance.

4
NOTIONS SUR LE TRANSFORMATEUR

المدرسة العليا للأساتذة
التعليم التقني بالرباط
المكتبة

1. Intérêt.

1° Rôle. — Le transformateur permet d'obtenir un changement de tension alternative avec un excellent rendement. On pourra, par exemple, passer de 5000 V à 220 V ou inversement avec des pertes très faibles. Dans les gros transformateurs, elles n'atteignent pas 1 % de la puissance transformée.

2° Nécessité. — Le transport de l'énergie électrique ne peut s'effectuer qu'en haute tension; il faudra donc élever la tension fournie par les générateurs (5 à 20 kV) avant de la transporter. La haute tension étant très dangereuse et nécessitant une isolation exceptionnelle, il est hors de question d'alimenter une installation domestique en 220 kV ! Il sera donc nécessaire, après transport, d'abaisser la tension avant de distribuer l'énergie. Ce sont les transformateurs qui réalisent le plus économiquement ces opérations.

3° Impossibilité du transport en basse tension. — Avec un exemple extravagant dont l'absurdité sera convaincante, nous allons montrer cette impossibilité. Soit à transporter une puissance $P = 2000$ kW à une distance de 50 km (100 km de fil). Fixons nous une tension au lieu de distribution (à l'arrivée).

a) Premier choix :

tension à l'arrivée $U = 200\,000$ V.

Courant :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{2\,000\,000}{200\,000} = 10 \text{ A}.$$

Section du fil, avec $\Delta = 5$ A/mm² :

$$S = \frac{10}{5} = 2 \text{ mm}^2.$$

Résistance de la ligne en prenant $\rho = 2 \times 10^{-8}$ Ωm, pour les deux fils :

$$R = \frac{\rho \ell}{S} = \frac{2 \times 10^{-8} \times 10^5}{2 \times 10^{-6}} = 1000\ \Omega.$$

Chute de tension en ligne :

$$\delta U = RI = 1000 \times 10 = 10\,000 \text{ V},$$

soit 5 % de la tension à l'arrivée; la tension au départ devra être $U_1 = 210\,000$ V.

Calculons la puissance perdue dans la ligne :

$$p = RI^2 = 1000 \times 10 \times 10 = 100\,000 \text{ W} = 100 \text{ kW},$$

soit 5 % de la puissance distribuée.

Les valeurs que nous venons de trouver sont raisonnables et proches de la réalité.

b) Deuxième choix :

tension à l'arrivée $U' = 200$ V.

Courant :

$$I' = \frac{2\,000\,000}{200} = 10\,000 \text{ A}.$$

Section du fil :

$$S' = \frac{10\,000}{5} = 2000 \text{ mm}^2.$$

Résistance :

$$R' = \frac{\rho \ell}{S'} = \frac{2 \times 10^{-8} \times 10^5}{2000 \times 10^{-6}} = 1\ \Omega.$$

Chute de tension :

$$\delta U' = R' I' = 1 \times 10\,000 = 10\,000 \text{ V}.$$

Puissance perdue :

$$p' = R' I'^2 = 100\,000 \text{ kW}.$$

Les pertes par effet Joule seraient donc égales à 50 fois la consommation!

Le transport de l'énergie dans ces conditions est impensable.

c) Troisième choix : nous conservons la tension $U' = 200$ V, mais nous nous imposons une chute de tension égale à 5% de cette valeur (comme celle du premier choix) soit $\delta U'' = 10$ V.

Résistance de la ligne :

$$R'' = \frac{10}{10\,000} = 1 \text{ m}\Omega.$$

Section :

$$S'' = \frac{\rho \ell}{R''} = \frac{2 \times 10^{-8} \times 10^5}{10^{-3}} = 2 \text{ m}^2.$$

On imaginera sans peine le coût d'une telle ligne.

Nous pouvons conclure de façon certaine :

→ **En basse tension, il est impossible de transporter l'énergie électrique à grande distance.**

2. Description.

1° Constitution. — Le transformateur comporte deux enroulements électriquement indépendants et placés sur un circuit magnétique unique.

2° Circuit magnétique. — Il est traversé par un flux alternatif.

— Pour réduire les pertes par courants de Foucault, il est feuilleté : tôles minces de 0,3 à 0,5 mm d'épaisseur, isolées l'une de l'autre par du vernis ou par une oxydation superficielle.

— Pour réduire les pertes par hystérésis, ces tôles sont en fer additionné de silicium et, le plus souvent, à grains orientés.

— L'ensemble des pertes précédentes est inférieur à 1 watt par kilogramme pour une induction maximale de 1 T et une fréquence de 50 Hz. Pour les plus gros transformateurs, on utilise des tôles à 0,6 W/kg.

— Le circuit magnétique est fermé, l'entrefer (inutile) est réduit au minimum par l'enchevêtrement des tôles (fig. 4.01).

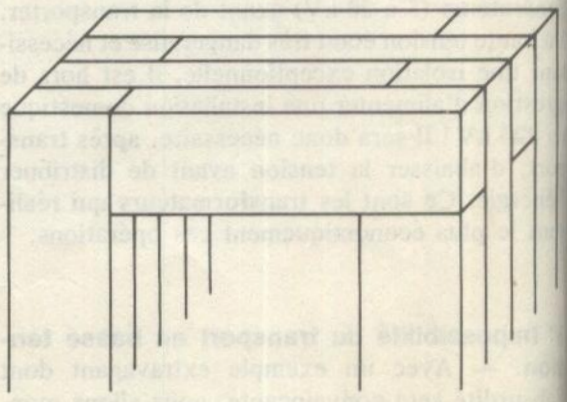


FIG. 4.01. — L'enchevêtrement des tôles.

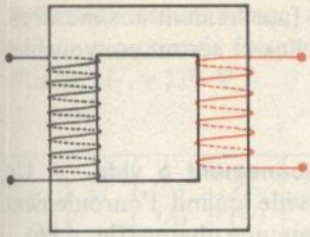


FIG. 4.02. — Les deux enroulements du transformateur.

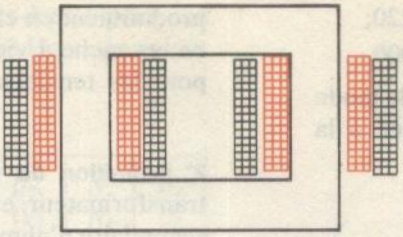


FIG. 4.03. — Enroulements concentriques.

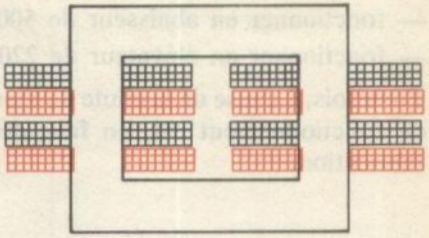


FIG. 4.04. — Galettes alternées.

— Compte tenu de l'épaisseur de l'isolant entre tôles, la section d'encombrement est supérieure à la section réelle du fer, il y a foisonnement[1]. La section utile représente environ 95 % du total.

3° Bobinages. — Les nombres de spires sont différents. L'enroulement qui en comporte le plus est dit « haute tension », il est en fil plus fin que l'autre enroulement appelé « basse tension ». Pour la clarté des dessins nous plaçons les deux enroulements sur des noyaux différents (fig. 4.02). Dans la réalité, pour réduire les fuites magnétiques, les deux enroulements sont répartis sur les deux noyaux; ils sont soit concentriques (fig. 4.03), soit disposés en galettes alternées (fig. 4.04).

4° Rôles des enroulements.

a) L'un des enroulements est alimenté par une source de tension sinusoïdale : alternateur, réseau; il est appelé **primaire** et toutes les grandeurs le concernant sont affectées de **l'indice 1.** Le primaire d'un transformateur fonctionne en **récepteur.**

b) L'autre enroulement n'est pas électriquement relié à une source, il est appelé **secondaire** et toutes les grandeurs qui le concernent sont affectées de **l'indice 2.** C'est entre les bornes du secondaire que nous branchons les appareils que nous voulons faire fonctionner : le secondaire d'un transformateur est un **générateur.**

c) Si la tension appliquée au primaire est plus élevée que celle délivrée par le secondaire, le transformateur est **abaisseur** de tension; dans le cas inverse, il est **élévateur** de tension.

d) A la condition de respecter la tension primaire nominale, **le transformateur est théoriquement réversible :** si ces tensions sont 5000 V et 220 V (fig. 4.05), il peut indifféremment :

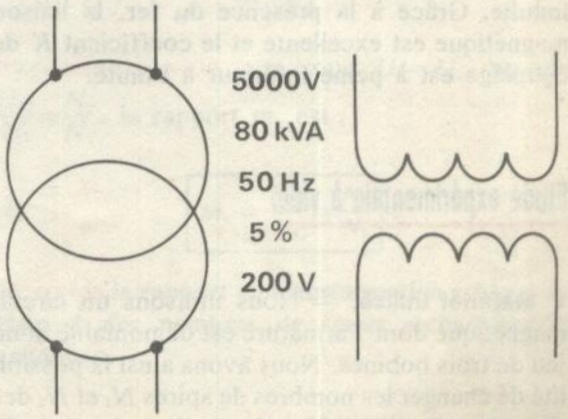


FIG. 4.05. — Les deux symboles d'un transformateur 5000/220 V, 50 Hz, de puissance apparente 80 kVA (pour le 5 %, voir chap. 5).

(1) Foisonnement : augmentation de volume.

— fonctionner en abaisseur de 5000 à 220;
— fonctionner en élévateur de 220 à 5000.

Toutefois, à cause de la chute de tension, le mode de fonctionnement est, en fait, déterminé à la fabrication.

5° Principe du fonctionnement.

a) L'enroulement primaire est soumis à une tension sinusoïdale, il est donc traversé par un courant sensiblement sinusoïdal. En première approximation, nous pouvons négliger les chutes de tension et admettre que le flux à travers le circuit magnétique est sinusoïdal aussi, en quadrature arrière de la tension (chap. 3). Ce flux engendre, dans chacun des deux enroulements, une force électromotrice sinusoïdale.

Ainsi, apparaît entre les bornes du secondaire une tension sinusoïdale, qui peut être visualisée à l'oscilloscope, et dont nous pouvons mesurer la valeur efficace.

b) L'origine de la force électromotrice induite dans le secondaire est due à un phénomène que nous connaissons : la liaison magnétique entre les deux bobinages : c'est une **f.é.m. mutuelle induite.** Grâce à la présence du fer, la liaison magnétique est excellente et le coefficient K de couplage est à peine inférieur à l'unité.

3. Étude expérimentale à vide.

1° Matériel utilisé. — Nous utilisons un circuit magnétique dont l'armature est démontable et un jeu de trois bobines. Nous avons ainsi la possibilité de changer les nombres de spires N_1 et N_2 des deux enroulements. Un tel transformateur est de mauvaise qualité et les fuites magnétiques qui se produiraient en charge fausseraient nos mesures; en revanche à vide, celles-ci seront convenables pour les tensions.

2° Définition du fonctionnement à vide. — Un transformateur est à vide quand l'enroulement secondaire n'alimente aucune charge (fig. 4.06).

Le secondaire est un générateur à circuit ouvert et la tension U_{2v} qui va être mesurée est égale à la force électromotrice E_2 :

$$U_{2v} = E_2.$$

N'étant traversé par aucun courant, le secondaire ne peut participer à la magnétisation du circuit, celle-ci est donc assurée par le primaire qui est seul relié à la source d'alternatif. Ce primaire va donc se comporter comme le réactor réel du chapitre 3 (§ 5) placé dans les mêmes conditions; nous pourrions enlever l'enroulement secondaire sans modifier ce comportement.

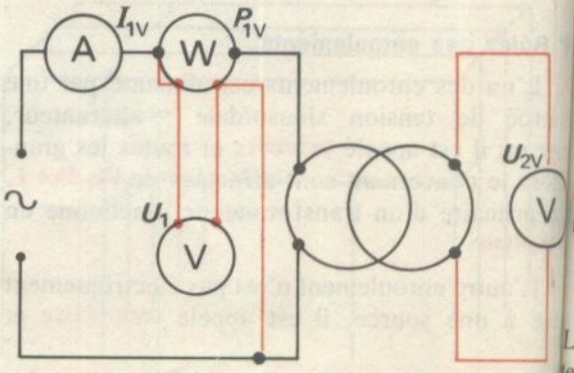


FIG. 4.06. — Mesures à vide.

3° Tableau des mesures. — Il est dressé pour une tension primaire de fréquence 50 Hz et de valeur efficace $U_1 = 120$ V.

N_1	N_2	I_{1v} (A)	P_{1v} (W)	$\cos\varphi_{1v}$	U_{2v} (V)	$\frac{N_2}{N_1}$	$\frac{U_2}{U_1}$
600	1200	0,5	12	0,2	240	2	2
600	200	0,5	12	0,2	40	0,333	0,333
1200	600	0,125	3	0,2	60	0,5	0,5

4° Interprétation des résultats. — Nous raisonnons sur ceux de la première ligne.

a) Courant à vide : il est relativement faible devant le courant $I_{1N} = 5$ A qui correspond à la charge nominale,

$$I_{1v} \ll I_{1N}.$$

b) Puissance consommée à vide : elle est également faible devant la puissance nominale $P_{1N} = 600$ W,

$$P_{1v} \ll P_{1N}.$$

c) Facteur de puissance : il est petit (donc mauvais). Nous l'avons calculé avec :

$$\cos\varphi_{1v} = \frac{P_{1v}}{U_1 I_{1v}} = \frac{12}{120 \times 0{,}5} = 0{,}2.$$

L'angle φ_{1v} de déphasage du courant à vide sur la tension primaire est de 78,5°, il est donc, comme pour un réactor, un peu inférieur à 90° (fig. 4.07).

FIG. 4.07. — Graphique à vide.

d) Nous constatons que le rapport des tensions est égal au rapport des nombres de spires[1] :

$$\frac{U_{2v}}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

5° Rapport de transformation.

a) Définition générale : ***le rapport de transformation m est égal au quotient des valeurs efficaces*** **des tensions secondaires et primaires :**

$$m = \frac{U_2}{U_1}.$$

b) Valeur à vide : puisque $U_2 = U_{2v}$ et que $\frac{U_{2v}}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}$, le rapport m_v est :

(1) $$\boxed{m_v = \frac{U_{2v}}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}}$$

→ **à vide le rapport de transformation est égal au rapport des nombres de spires secondaires et primaires.**

(1) La tension appliquée au primaire est la même à vide et en charge, il est donc inutile de noter U_{1v}.

4. Étude théorique du transformateur en charge.

1° Inventaire des imperfections d'un transformateur.

a) Nous venons de voir qu'à vide, le primaire se comporte comme un réactor imparfait et consomme un courant bien qu'il n'y ait aucune charge. La composante réactive de ce courant est nécessitée par la **magnétisation** du circuit et la composante active correspond **aux pertes dans le fer.** A vide, le transformateur consomme donc de la puissance active et de la puissance réactive.

b) Chacun des deux enroulements a, inévitablement, une résistance qui produit une chute de tension et une consommation de puissance active.

c) Malgré tout le soin apporté à la réalisation du circuit magnétique, des fuites se produisent, surtout en charge. Il en résulte une consommation de puissance réactive pour magnétiser l'air au voisinage du transformateur et la totalité du flux produit dans l'enroulement primaire ne traverse pas le secondaire. La force électromotrice induite dans celui-ci est inférieure à la valeur prévue ce qui équivaut à une nouvelle chute de tension.

2° Hypothèses simplificatrices. — Nous allons négliger tous les phénomènes qui viennent d'être cités; nous obtiendrons ainsi un **transformateur idéal** qui ne consomme plus de courant à vide (ni l'équivalent en charge) et dans lequel les chutes de tension sont nulles; un tel transformateur est dit parfait pour les courants et parfait pour les tensions. Les pertes de puissances active et réactive y sont nulles : les puissances active P_1 et réactive Q_1 absorbées par le primaire sont respectivement égales aux puissances P_2 et Q_2 utiles que fournit le secondaire à la charge :

$$P_1 = P_2; \qquad Q_1 = Q_2.$$

Les propriétés qui en résulteront seront particulièrement simples et nous permettront de mieux mettre en évidence les « corrections » à apporter pour passer du transformateur idéal au transformateur réel (chap. 5).

3° Propriétés du transformateur idéal.

a) Puissances : puisqu'il n'y a pas de pertes,

(2) $$P_1 = P_2$$

et

(3) $$Q_1 = Q_2.$$

Ces deux égalités entraînent celle des puissances apparentes :

$$P_1^2 + Q_1^2 = P_2^2 + Q_2^2 \Rightarrow S_1 = S_2 \Rightarrow U_1 I_1 = U_2 I_2.$$

b) Tensions : il n'y a pas de chute de tension, le rapport m de transformation en charge est le même qu'à vide :

(4) $$m = m_v = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

c) Courants :

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = m_v.$$

Le courant primaire est donc :

(5) $$I_1 = m_v I_2$$

et il y a égalité entre les ampèretours primaires et secondaires :

(6) $$N_1 I_1 = N_2 I_2.$$

REMARQUE : à vide $I_2 = 0$, nous retrouvons bien $I_{1v} = 0$.

d) Déphasages[1] : les égalités entre puissances entraînent l'égalité des angles de déphasage,

(7) $$\varphi_1 = \varphi_2.$$

(1) Rappelons que le déphasage est l'angle algébrique $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$, positif avec une charge inductive et négatif avec une charge capacitive.

e) Rendement. — La puissance absorbée par le transformateur est P_1 et sa puissance utile est P_2. L'égalité de ces deux valeurs conduit à un rendement égal à l'unité :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 \quad \text{soit } 100\,\%. \tag{8}$$

4° Le transformateur est auto-régulateur :

a) de courant : l'égalité $I_1 = m_v I_2$ montre que le courant absorbé I_1 double si le courant appelé I_2 double.

b) de puissance : la puissance P_1 prélevée sur le réseau est, pour toute charge, égale à la puissance appelée P_2.

5° Formule de Boucherot. — Puisque les chutes de tension sont nulles, les valeurs des tensions sont égales à celles des forces électromotrices :

$$U_1 = E_1 \quad \text{et} \quad U_2 = E_2.$$

La formule de Boucherot peut donc être utilisée avec la tension primaire et avec la tension secondaire : $U_1 = 4{,}44\, \widehat{B} N_1 S f$ et $U_2 = 4{,}44\, \widehat{B} N_2 S f$.

6° Adaptation d'impédance. — Soit Z le module de l'impédance de charge placée au secondaire, entre sa valeur et les valeurs efficaces nous avons :

$$Z = \frac{U_2}{I_2}.$$

La mise en place de Z produit au primaire un appel de courant I_1 sous la tension U_1. Nous obtiendrions ce même courant en plaçant directement sur le réseau qui alimente le primaire une impédance Z' telle que :

$$Z' = \frac{U_1}{I_1} = \frac{\dfrac{U_2}{m_v}}{m_v I_2} = \frac{U_2}{I_2} \times \frac{1}{m_v^2} = \frac{Z}{m_v^2}$$

$$\boxed{Z' = \frac{Z}{m_v^2}} \tag{9}$$

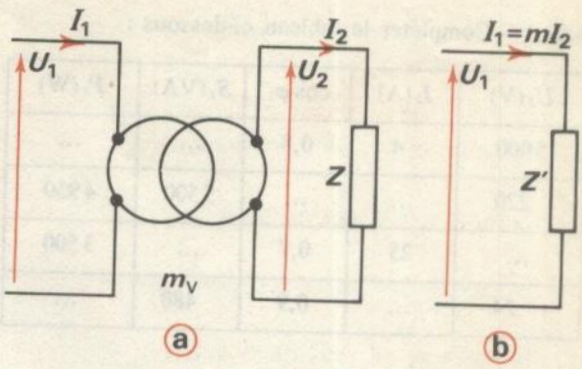


FIG. 4.08. — Dipôle équivalent à un transformateur idéal.

Z' est l'**impédance image** de Z; on dit aussi que Z' est **l'impédance Z réduite** au primaire ou **vue** du primaire (à travers le transformateur). Pour le réseau, le transformateur et sa charge (fig. 4.08 *a*) sont équivalents à un **dipôle** (fig. 4.08 *b*).

Exercices

AVERTISSEMENT :

Tous les transformateurs sont parfaits et pour les tensions et pour les courants.

4.01. — Compléter le tableau ci-dessous :

N_1	N_2	U_1(V)	U_2(V)	I_1(A)	I_2(A)
150	450	5 000	...	210	...
1 200	...	30 000	...	50	200
...	200	110	220	40	...
1 000	15	220	...	...	100

4.02. — Compléter le tableau ci-dessous :

U_2(V)	I_2(A)	$\cos\varphi_2$	S_2(VA)	P_2(W)
5000	4	0,8	...	...
220	...	...	5500	4950
...	25	0,7	...	3500
24	...	0,9	480	...

4.03. — Calculer les puissances active, réactive et apparente pour un transformateur où :

$$U_1 = 220 \text{ V}; \quad I_1 = 25 \text{ A}; \quad \cos\varphi_1 = 0{,}8.$$

4.04. — On donne $U_2 = 240$ V, $I_2 = 30$ A et $m = 0{,}2$. Calculer le module Z' de l'impédance de charge ramenée au primaire.

4.05. — Le primaire d'un transformateur idéal absorbe un courant $I_1 = 12$ A sous une tension $U_1 = 127$ V. Sachant que $m = 3$, calculer le module Z de l'impédance de charge.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

4.06. — Un transformateur idéal $I_{1v} = 0$ doit être relié à un réseau 20 kV, 50 Hz et donner au secondaire une tension de 220 V. Le fer a une section utile de 5 dm^2 et doit « travailler » à une induction de 1,1 T. Calculer :

1° Le nombre de spires du primaire.

2° Le nombre de spires du secondaire.

3° Les différentes puissances primaires et secondaires qui correspondent à un débit $I_2 = 150$ A sous un $\cos\varphi_2$ de 0,9 avec charge inductive.

4° Le courant primaire.

Solution

1° $N_1 = \dfrac{U_1}{4{,}44\,\widehat{B}Sf} = \dfrac{20\,000}{4{,}44 \times 1{,}1 \times 5 \times 10^{-2} \times 50} = 1640$ spires

2° $N_2 = N_1 \dfrac{U_2}{U_1} = 1640 \times \dfrac{220}{20\,000} = 18$ spires

3° $S_1 = S_2 = U_2 I_2 = 220 \times 150 = 33$ kVA

$P_1 = P_2 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 = 33 \times 0{,}9 = 29{,}7$ kW

$\cos\varphi_2 = 0{,}9 \rightarrow \sin\varphi_2 = 0{,}436$

$Q_1 = Q_2 = S_2 \sin\varphi_2 = 33 \times 0{,}436 = 14{,}4$ kvar

4° $I_1 = \dfrac{N_2}{N_1} I_2 = \dfrac{18}{1640} \times 150 = 1{,}64$ A.

II. A RÉSOUDRE.

4.07. — Le secondaire d'un transformateur idéal ($I_{1v} = 0$) débite 15 A sous une tension de 5000 V et avec un facteur de puissance $\cos\varphi_2 = 0{,}8$. Le rapport des nombres de spires est $m_v = 22{,}7$. Calculer :

1° Les puissances secondaires apparente, active et réactive.

2° Les grandeurs primaires U_1, I_1 et $\cos\varphi_1$.

4.08. — Un transformateur idéal débite un courant $I_2 = 35$ A, sous une tension $U_2 = 220$ V dans une charge inductive dont le facteur de puissance est $\cos\varphi_2 = 0{,}85$. Les nombres de spires des enroulements sont $N_1 = 1732$ et $N_2 = 254$. La section du fer est $S = 30$ cm^2 et la fréquence $f = 50$ Hz. Calculer :

1° La valeur maximale $\widehat{B}$ de l'induction.

2° Les grandeurs primaires U_1, I_1 et $\cos\varphi_1$.

3° Les puissances P, Q, S.

4° L'impédance équivalente pour le réseau.

5
LE TRANSFORMATEUR RÉEL

1. Étude expérimentale en charge.

1° Matériel. — Nous utilisons un transformateur monophasé 50 Hz, 220/120 V, de puissance apparente $S = 4$ kVA. Tant au primaire qu'au secondaire nous mesurons : la tension, le courant et la puissance active. La charge est constituée par un rhéostat et un réactor à noyau de fer montés en parallèle. Le facteur de puissance secondaire en charge pourra ainsi être réglé à une valeur comprise entre 0,3 et 1 (fig. 5.01).

2° Mesures à facteur de puissance unité. — Le rhéostat constituant la seule charge, nous faisons varier le courant secondaire entre 0 et 30 A, le primaire étant alimenté sous tension sinusoïdale de fréquence 50 Hz et de valeur efficace constante $U_1 = 220$ V.

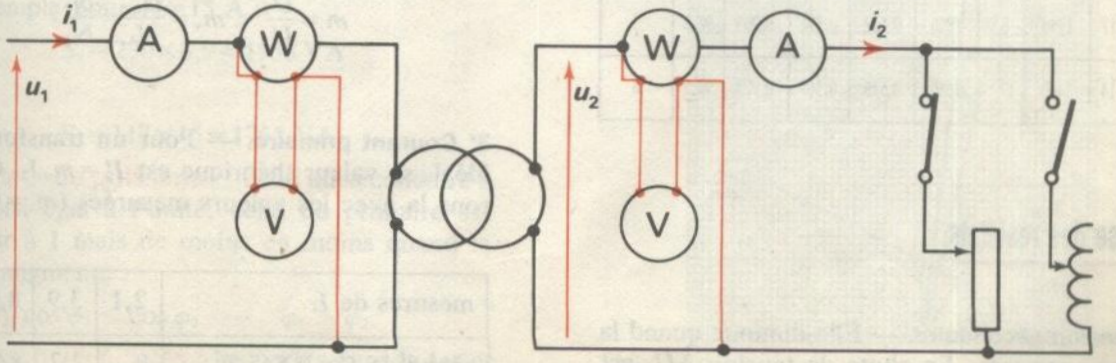


FIG. 5.01. — Montage pour essai en charge.

3° Relevés et calculs. — Outre les mesures, nous portons dans le tableau les résultats des calculs suivants :

a) Rapport $m = \frac{U_2}{U_1}$ des tensions;

b) Rapport $x = \frac{I_1}{I_2}$ des courants;

c) Facteur de puissance primaire : $\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{U_1 I_1}$;

d) Rendement en puissance active : $\eta = \frac{P_2}{P_1}$;

e) Chute de tension au secondaire :

$$\Delta U_2 = U_{2v} - U_2.$$

Les valeurs constantes figurent en tête du tableau.

$U_1 = 220$ V; $f = 50$ Hz; $\cos \varphi_2 = 1$									
MESURES					CALCULS				
I_2 (A)	U_2 (V)	P_2 (W)	I_1 (A)	P_1 (W)	$m = \frac{U_2}{U_1}$	$x = \frac{I_1}{I_2}$	$\cos \varphi_1$	η (%)	ΔU_2 (V)
0	120	0	2,1	90	0,545	$\times$	0,195	0	0
5	119	590	3,9	685	0,541	0,780	0,798	86	1
15	117	1750	8,9	1890	0,532	0,594	0,965	92,5	3
30	114	3400	17	3680	0,518	0,567	0,985	92,5	6

2. Analyse des résultats.

1° Tension secondaire. — Elle diminue quand la charge augmente. La chute de tension ΔU_2 est produite par la résistance des enroulements et par les fuites magnétiques. Toutefois, pour la charge nominale (30 A), $\Delta U_2 = 6$ V ne représente que 5 % de la tension secondaire à vide.

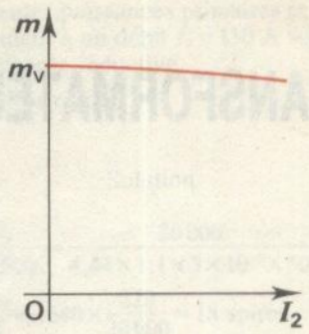


FIG. 5.02. — Rapport de transformation.

2° Rapport de transformation *m*. — Quotient de U_2 qui diminue par U_1 qui est constante, il diminue aussi. Nous avons donc en charge (fig. 5.02) :

$$m = \frac{U_2}{U_1} < m_v = \frac{U_{2v}}{U_1} = \frac{N_2}{N_1}.$$

3° Courant primaire. — Pour un transformateur idéal, sa valeur théorique est $I_2' = m_v I_2$. Comparons la avec les valeurs mesurées ($m_v = 0{,}545$) :

mesures de I_1	2,1	3,9	8,9	17
calcul de $I_2' = 0{,}545\ I_2$	0	2,7	8,2	16,4

Nous voyons que I_1 est toujours plus grand que $I'_2 = 0{,}545\ I_2$ mais qu'il tend à se rapprocher de cette valeur quand la charge croît (fig. 5.03) :

$$I_1 > m_v I_2 \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} > m_v \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} < \frac{1}{m_v}.$$

L'écart entre le courant réel et la valeur théorique est dû à la magnétisation du circuit et aux pertes dans le fer. Si le courant appelé pour ces phénomènes est le même en charge et à vide, nous devons retrouver I_1 par la construction de Fresnel :

(1) $$\boxed{\vec{I_1} = \vec{I_{1v}} + \vec{I'_2}}$$

La vérification est excellente (fig. 5.04) et la relation qui précède est justifiée.

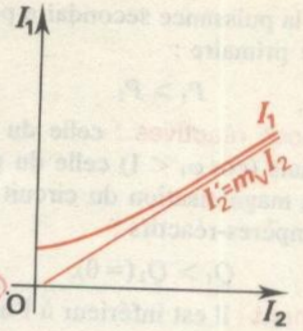


FIG. 5.03. — La valeur efficace de I_1 tend vers $m_v I_2$.

المدرسة العليا لأساتذة التعليم التقني بالمحمدية
المكتبة

4° Puissances.

a) Puissance apparente. — Multiplions membre à membre $\frac{U_2}{U_1} < m_v$ par $\frac{I_2}{I_1} < \frac{1}{m_v}$, nous trouvons :

$$\frac{S_2}{S_1} = \frac{U_2 I_2}{U_1 I_1} < 1.$$

→ Le transformateur absorbe un peu plus de puissance apparente qu'il n'en fournit.

Par exemple pour $I_2 = 15$ A :

$$S_1 = 220 \times 8{,}9 = 1958 \text{ VA}$$

et

$$S_2 = 117 \times 15 = 1755 \text{ VA}.$$

b) Facteur de puissance : celui du secondaire a été choisi égal à l'unité, celui du primaire est inférieur à 1 mais de moins en moins quand la charge augmente :

$$\cos \varphi_1 < \cos \varphi_2 \rightarrow \varphi_1 > \varphi_2.$$

c) Puissances actives : les pertes dans le fer et les pertes par effet Joule dans les enroulements

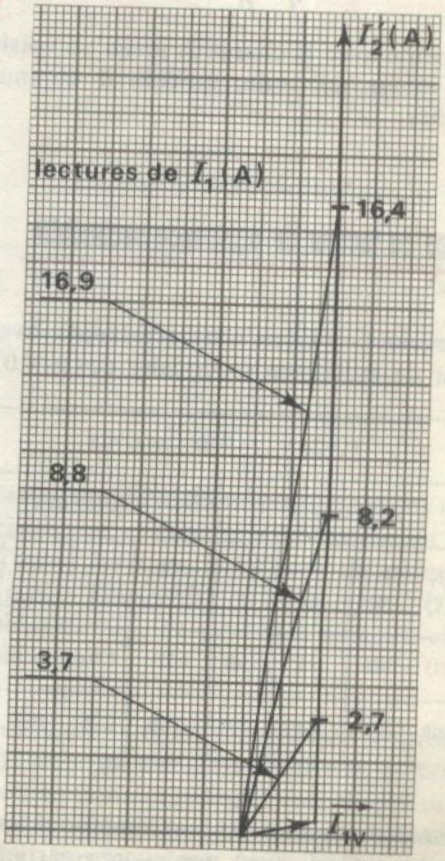


FIG. 5.04. — Détermination graphique de I_1.

s'ajoutent à la puissance secondaire pour donner la puissance primaire :

$$P_1 > P_2.$$

d) Puissances réactives : celle du secondaire est nulle, mais ($\cos\varphi_1 < 1$) celle du primaire ne l'est pas; la magnétisation du circuit consomme des volts-ampères-réactifs :

$$Q_1 > Q_2 (= 0).$$

e) Rendement : il est inférieur à l'unité (100 %) mais néanmoins excellent,

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} < 1.$$

Il augmente avec la charge I_2 jusqu'au voisinage de la valeur nominale; au-delà il diminuerait (fig. 5.05).

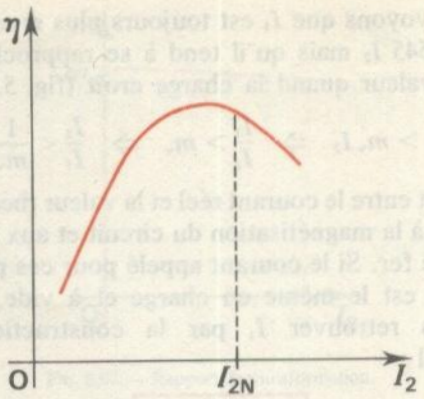


FIG. 5.05. — Rendement.

3. Influence du facteur de puissance secondaire.

1° Mesures. — Elles sont effectuées avec un facteur de puissance secondaire $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

$U_1 = 220$ V; $f = 50$ Hz; $\cos\varphi_2 = 0{,}8$								
MESURES					CALCULS			
I_2 (A)	U_2 (V)	P_2 (W)	I_1 (A)	P_1 (W)	$m = \frac{U_2}{U_1}$	$\cos\varphi_1$	η (%)	ΔU_2 (V)
15	115	1400	9,8	1540	0,523	0,714	91	5
30	110	2640	17,9	2920	0,500	0,74	90,5	10

2° Analyse des résultats. — Comparons les résultats obtenus ici, avec une charge partiellement inductive, et ceux que nous avions eu avec une charge purement résistante **pour un même courant** $I_2 = 30$ A.

a) Chute de tension : elle a presque doublé.

b) Pertes de puissance active : elles sont identiques,

$$3680 - 3400 = 2920 - 2640 = 280 \text{ W}.$$

c) Rendement : les pertes sont inchangées alors que la puissance utile et la puissance absorbée sont plus faibles : le rendement a diminué.

d) Puissances réactives : une table nous donne,

$$\sin\varphi_2 = 0{,}6 \quad \text{et} \quad \sin\varphi_1 = 0{,}67$$

d'où :

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin\varphi_1 = 220 \times 17{,}9 \times 0{,}67 = 2640 \text{ var}$$
$$Q_2 = U_2 I_2 \sin\varphi_2 = 110 \times 30 \times 0{,}6 = 1980 \text{ var}.$$

→ Quelle que soit la nature de la charge[1], nous avons toujours $Q_1 > Q_2$.

(1) Rappelons que *par convention*, la puissance réactive consommée par une inductance est positive alors que celle qui est consommée par un condensateur est négative (ce qui revient à dire que les condensateurs fournissent de la puissance réactive) : Q a donc le même signe que $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$. La relation $Q_1 > Q_2$ reste vraie pour une charge capacitive mais Q_2 est alors négative.

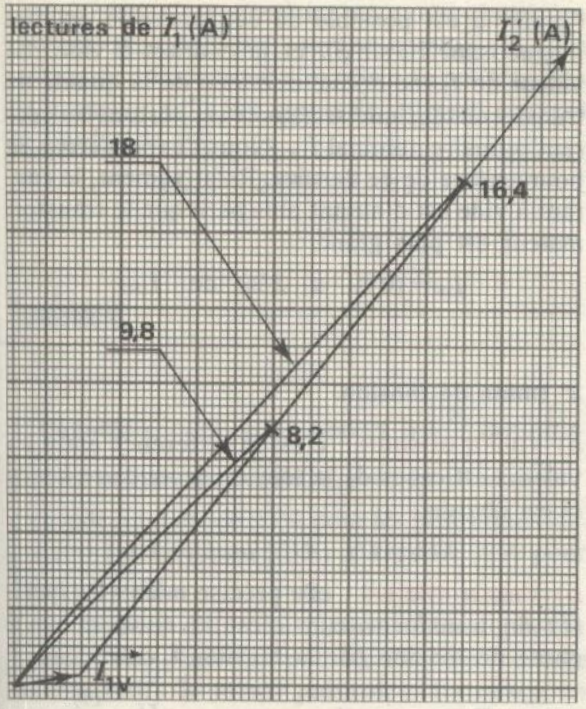


FIG. 5.06.

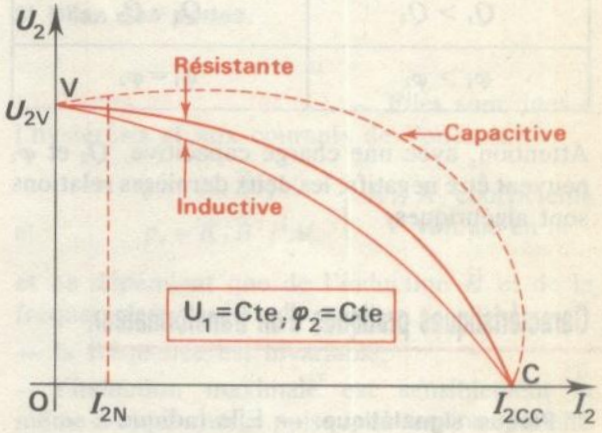


FIG. 5.07. — Caractéristiques $U_2(I_2)$ pour des charges de diverses natures.

3° Détermination graphique de I_1. — Elle confirme (fig. 5.06) l'égalité,

$$\overrightarrow{I_1} = \overrightarrow{I_{1V}} + \overrightarrow{I'_2}.$$

4. Résultats généraux.

1° Caractéristique en charge. — C'est la courbe $U_2(I_2)$ tracée à tension primaire et facteur de puissance secondaire constants (fig. 5.07). Pour une charge résistante ou inductive, la tension est constamment décroissante mais, pour une charge capacitive une « remontée » de tension est possible. Toutes les caractéristiques théoriques ont deux points communs : V $(0; U_{2V})$ et C $(I_{2cc}; 0)$. La valeur $I_2 = I_{2cc}$ ne peut être obtenue expérimentalement.

2° Conclusion. — Nous récapitulons les résultats obtenus avec un transformateur réel à côté des relations du transformateur idéal. Ne pas oublier que **pour les transformateurs industriels, les écarts entre les deux membres des inégalités sont très faibles.**

Transformateur réel	Transformateur idéal
$m_v U_1 > U_2$	$m_v U_1 = U_2$
$I_1 > m_v I_2$	$I_1 = m_v I_2$
$P_1 > P_2$	$P_1 = P_2$
$Q_1 > Q_2$	$Q_1 = Q_2$
$\varphi_1 > \varphi_2$	$\varphi_1 = \varphi_2$

Attention, avec une charge capacitive, Q_2 et φ_2 peuvent être négatifs, les deux dernières relations sont algébriques.

5. Caractéristiques pratiques d'un transformateur.

1° Plaque signalétique. — Elle indique :

— la fréquence f;

— la tension primaire U_1;

— la tension secondaire à vide U_{2v} et parfois la tension secondaire en charge U_{2N};

— la puissance apparente nominale S;[1]

— parfois la tension de court-circuit en pourcentage (fig. 4.05).

Remarquons que la puissance active qui peut être fournie $P_2 = S \cos \varphi_2$ dépend du facteur de puissance de la charge.

2° Courant magnétisant. — Étant donné que le sinus primaire à vide ($\varphi_{1v} = (\overrightarrow{I_{1v}}, \overrightarrow{U_1})$) est voisin de l'unité, il est possible de confondre le courant magnétisant $I_{1v} \sin \varphi_{1v}$ et le courant à vide. La valeur de I_{1v} ne donne une idée de la qualité du transformateur que si nous la rapportons au courant primaire nominal I_{1N}. Nous l'exprimerons en pourcentage de ce dernier. Relativement, le courant à vide est d'autant plus petit que le transformateur est plus grand :

$$I_{1v} = 10\% \text{ à } 2\% \text{ de } I_{1N}.$$

3° Chute de tension.

a) Valeur absolue : c'est la différence entre les valeurs efficaces de la tension secondaire à vide et en charge :

$$\Delta U_2 = U_{2v} - U_2 = m_v U_1 - U_2.$$

b) Valeur relative : elle précise mieux les qualités du transformateur; c'est le quotient de la chute de tension par la tension à vide :

$$\frac{\Delta U_2}{U_{2v}} = \frac{U_{2v} - U_2}{U_{2v}} = \frac{m_v U_1 - U_2}{m_v U_1} = \frac{U_1 - \dfrac{U_2}{m_v}}{\dfrac{U_2}{m_v}}.$$

La chute de tension relative s'exprime aussi en pourcentage. Dans un bon transformateur et pour le courant secondaire nominal, elle est inférieure à 4%.

4° Tension de court-circuit. — Avec la tension primaire nominale, le courant de court-circuit atteindrait une vingtaine de fois le courant nominal; un transformateur ne peut donc être mis en court-circuit que si la tension primaire est très réduite.

Définition : on appelle **tension de court-circuit nominale** d'un transformateur, la tension (réduite) qu'il faut appliquer au primaire pour

(1) Une seule valeur est donnée. Les courants nominaux théoriques sont : $I_{1N} = \dfrac{S}{U_1}$ et $I_{2N} = \dfrac{S}{U_{2v}}$.

obtenir dans le secondaire en court-circuit un courant I_{2ccN} égal au **courant nominal** I_{2N}. La tension de court-circuit s'exprime en pourcentage de la tension primaire nominale. Elle est souvent de l'ordre de 5 % :

$$U_{1ccN} \approx 5\% \quad \text{de} \quad U_{1N}.$$

6. Rendement.

1° Définition. — C'est le rapport $\eta = \frac{P_2}{P_1}$ des puissances actives du secondaire et du primaire.

Ce rendement est de 90 % pour les petits transformateurs (de quelques kVA) et dépasse 99 % pour les plus gros.

Le rendement d'un transformateur est supérieur à celui d'une génératrice ou d'un moteur (continu ou alternatif) de même puissance. La raison en est évidente : il n'y a **pas de pertes mécaniques** puisqu'il n'y a **aucune partie tournante.** Pour cette raison, on l'appelle quelquefois « **transformateur statique** ».

2° Mesure directe. — Les puissances absorbée (P_1) et utile (P_2) ne diffèrent que de quelques pour cent. Si elles sont relevées avec un wattmètre donnant une mesure à 1 % près, les résultats n'auront guère de sens et nous pouvons même arriver à un résultat expérimental paradoxal $P_2 > P_1$!

Par exemple, si nous lisons 100 W à 1 % près pour P_1 :

$$99 < P_1 < 101$$

et 99 W à 1 % près pour P_2 :

$$98 < P_2 < 100.$$

La valeur mesurée du rendement est comprise entre :

$$\frac{98}{101} \rightarrow 97\% \quad \text{et} \quad \frac{100}{99} \rightarrow 101\%.$$

De telles mesures sont sans intérêt.

3° Bilan des pertes.

a) Pertes dans le fer (F). — Elles sont dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault :

$$p_h = K_1 \widehat{B}^2 f V \qquad \left\{ \begin{array}{l} K_1, K_2 \text{ coefficients} \\ V \text{ volume en m}^3 \end{array} \right.$$

et $p_f = K_2 \widehat{B}^2 f^2 V$

et ne dépendent que de l'induction $\widehat{B}$ et de la fréquence f;

— la fréquence est invariable;

— l'induction maximale est sensiblement la même à toute charge puisque la tension primaire est constante. Les pertes dans le fer sont donc **indépendantes de la charge :**

$$F = C^{te}.$$

b) Pertes dans le cuivre (C). — Ce sont les pertes par effet Joule dues aux résistances des enroulements :

$$p_j = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$$

or

$$I_1 \approx m_v I_2$$

donc :

$$p_j = (m_v^2 R_1 + R_2) I_2^2 = k I_2^2 = C.$$

→ **Les pertes dans le cuivre sont proportionnelles au carré du courant secondaire.**

4° Expression du rendement.

$$P_1 = P_2 + \text{pertes} = P_2 + F + C$$

avec :

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2.$$

(2) $$\eta = \frac{P_2}{P_2 + F + C}$$

5° Maximum du rendement. — Nous pouvons écrire :

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + F + k I_2^2} = \frac{U_2 \cos \varphi_2}{U_2 \cos \varphi_2 + \frac{F}{I_2} + k I_2}.$$

La tension U_2 variant peu, pour un facteur de puissance donné, $U_2 \cos \varphi_2$ est constant et le rendement est maximal quand le dénominateur est minimal donc pour le minimum de la somme $\frac{F}{I_2} + k I_2$.

Théorème de mathématiques. — La somme de deux termes variables, dont le produit est constant, est minimale quand ces deux termes sont égaux.

Le produit $\left(\frac{F}{I_2}\right)(k I_2) = kF$ est constant, la somme $\frac{F}{I_2} + k I_2$ est minimale quand $\frac{F}{I_2} = k I_2$ soit $F = k I_2^2 = C$.

Le rendement d'un transformateur est maximal quand ses pertes dans le cuivre sont égales à ses pertes dans le fer.

6° Essais conduisant au rendement.

a) Essai à vide. — Il est effectué en alimentant le primaire sous sa tension nominale U_{1N} (fig. 5.08). La puissance consommée P_{1v} est la somme des pertes dans le fer et des pertes par effet Joule dans le seul primaire avec le courant I_{1v} :

$P_{1v} = F + R_1 I_{1v}^2$, ce dernier terme est négligeable (moins de 1 % de P_{1v}) et nous pouvons écrire :

(3) $$F = P_{1v} = U_1 I_{1v} \cos \varphi_{1v}$$

b) Essai en court-circuit. — Pour une charge donnée, la somme $p_j = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$ représente théoriquement les pertes dans le cuivre; en fait, il existe dans celui-ci **des pertes supplémentaires** non calculables, dues aux courants de Foucault; le total des pertes doit donc être déterminé par un essai.

Le secondaire du transformateur (celui du § 1) étant en court-circuit sur un ampèremètre, nous alimentons le primaire sous une tension réduite réglable (fig. 5.09), U_{1cc} :

I_{2cc}	I_{1cc}	U_{1cc}	P_{1cc}	$\frac{I_{1cc}}{I_{2cc}}$
15	8,25	8	30	0,550
30	16,5	16	120	0,550

Analysons les résultats des mesures pour 30 A :

— Le rapport de la tension de court-circuit à la tension nominale est : $\frac{U_{1cc}}{U_1} = \frac{16}{220} = \frac{1}{14}$, l'induction maximale est aussi divisée par 14 et les pertes dans le fer ($\widehat{B}^2$) par 256; dans l'essai en court-circuit il n'y a **pratiquement pas de pertes dans le fer.**

— Nous trouvons $\frac{I_1}{I_2} = 0{,}550$ c'est-à-dire sensiblement m_v (0,545) : en court-circuit **un transformateur réel est parfait pour les courants.**

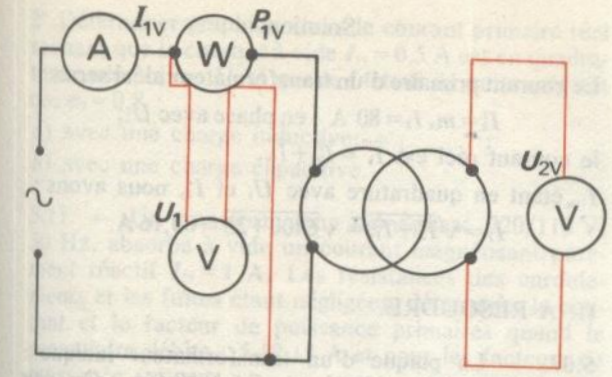


FIG. 5.08.

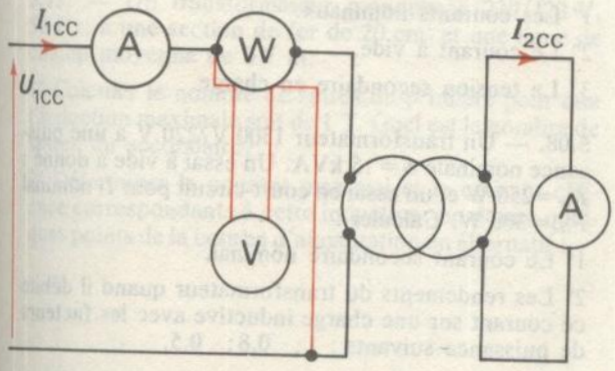


FIG. 5.09. — Essai en court-circuit.

— La puissance mesurée représente les pertes dans le cuivre pour un courant secondaire I_2, en effet puisque $P_2 = 0$ et $F = 0$:

$$P_{1cc} = P_2 + F + C = C.$$

Quand le transformateur débitera I_2 dans une charge, les pertes dans le cuivre auront la même valeur que dans l'essai en court-circuit pour le même courant.

c) Rendement. — Il se calcule avec la formule (2) où $C = P_{1cc}$ et $F = P_{1v}$.

Exercices

5.01. — Dans un essai à vide sous tension nominale on a mesuré : $U_1 = 1500$ V, $I_{1v} = 4$ A, $P_{1v} = 1000$ W. Calculer les pertes dans le fer et le facteur de puissance à vide.

5.02. — A vide $U_{2v} = 220$ V, en charge $U_2 = 210$ V. Calculer les chutes de tension absolue et relative.

5.03. — Calculer le rendement d'un transformateur pour $P_2 = 24$ kW, $F = 400$ W et $C = 600$ W.

5.04. — Dans un essai en court-circuit, on a mesuré : $U_{1cc} = 50$ V, $I_{1cc} = 60$ A, $P_{1cc} = 1200$ W. Calculer $\cos \varphi_{1cc}$.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

5.05. — Un transformateur 5000 V/220 V a une puissance nominale $S = 60$ kVA. Un essai à vide a donné $P_{1v} = 600$ W et un essai en court-circuit $P_{1cc} = 120$ W pour $I_2 = 100$ A. Calculer :

1° Le courant secondaire nominal I_{2N}.

2° Les pertes dans le cuivre pour ce courant et pour $I_2 = 200$ A, en admettant qu'elles sont proportionnelles au carré du courant.

3° Le rendement du transformateur pour les courants secondaires de 100 A, 200 A, I_{2N} et avec un facteur de puissance :

a) $\cos \varphi_2 = 1$;

b) $\cos \varphi_2 = 0{,}8$.

Solution

1° $$I_{2N} = \frac{60\,000}{220} = 273 \text{ A}.$$

2° Pertes dans le cuivre :

pour 100 A : 120 W

pour 200 A : $C' = 120 \left(\frac{200}{100}\right)^2 = 480$ W

pour 273 A : $C'' = 120 \left(\frac{273}{100}\right)^2 = 895$ W.

3° La puissance utile au secondaire est :

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2.$$

La puissance absorbée au primaire est :

$$P_1 = P_2 + F + C.$$

$\cos \varphi_2$	I_2	P_2	F	C	P_1	η (%)
1	100	22 000	600	120	22 720	96,8
1	200	44 000	600	480	45 080	97,6
1	273	60 000	600	895	61 495	97,6
0,8	100	17 600	600	120	18 320	96,1
0,8	200	35 200	600	480	36 280	97...
0,8	273	48 000	600	895	49 495	97

A titre d'exercice, compléter les deux lignes intermédiaires.

5.06. — Le courant magnétisant, $I_{1v} = 5$ A, d'un transformateur de rapport $m_v = 2$, n'est pas négligé. Déterminer le courant primaire I_1 quand le courant secondaire, en phase avec U_2, est $I_2 = 40$ A.

Solution

Le courant primaire d'un transformateur idéal serait :

$$I'_2 = m_v I_2 = 80 \text{ A} \quad \text{en phase avec } U_1;$$

le courant réel est $\overrightarrow{I_1} = \overrightarrow{I'_2} + \overrightarrow{I_{1v}}$.

I_{1v} étant en quadrature avec U_1 et I'_1, nous avons :

$$I_1 = \sqrt{I'^2_2 + I^2_{1v}} \simeq \sqrt{6400 + 25} = 80{,}16 \text{ A}.$$

II. A RÉSOUDRE.

5.07. — La plaque d'un transformateur indique : $U_1 = 220$ V, $U_{2v} = 550$ V et $S = 5000$ VA. On sait d'autre part que le courant à vide est égal à 4% du courant nominal et que la chute de tension relative est de 3%. Calculer pour $U_1 = 220$ V :

1° Les courants nominaux.

2° Le courant à vide.

3° La tension secondaire en charge.

5.08. — Un transformateur 1500 V/220 V a une puissance nominale $S = 15$ kVA. Un essai à vide a donné : $P_{1v} = 250$ W et un essai en court-circuit pour I_2 nominal $P_{1cc} = 300$ W. Calculer :

1° Le courant secondaire nominal.

2° Les rendements du transformateur quand il débite ce courant sur une charge inductive avec les facteurs de puissance suivants : 1 ; 0,8 ; 0,5.

5.09. — Un transformateur absorbe à vide un courant $I_{1v} = 10$ A, purement réactif. Le rapport de transformation est $m_v = \frac{1}{10}$. Calculer le courant primaire pour chacun des courants secondaires suivants débités avec $\cos \varphi_2 = 1$: 100 A, 200 A, 500 A. Quels sont pour ces différents courants les rapports $m' = \frac{I_1}{I_2}$?

5.10. — Un transformateur 220/110 V fournit un courant secondaire de 12 A.

1° En négligeant I_{1v} :

a) calculer le courant primaire et les puissances apparentes;

b) calculer les puissances active et réactive pour les facteurs de puissance suivants : 1 ; 0,8 ; 0,6 ; 0,5.

2° Déterminer graphiquement le courant primaire réel sachant que le courant à vide $I_{1v} = 0{,}5$ A est en quadrature arrière avec U_1 et que le facteur de puissance est $\cos \varphi_2 = 0{,}8$:

a) avec une charge inductive;

b) avec une charge capacitive.

5.11. — Un transformateur monophasé 220/110 V, 50 Hz, absorbe à vide un courant magnétisant purement réactif $I_{1v} = 1$ A. Les résistances des enroulements et les fuites étant négligées, déterminer le courant et le facteur de puissance primaires quand le secondaire débite : 5-10-15 A et pour les facteurs de puissance suivants :

a) $\cos \varphi_2 = 1$;

b) $\cos \varphi_2 = 0{,}6$ (charge inductive).

5.12. — Un transformateur monophasé 220/120 V, 50 Hz, a une section de fer de 20 cm² et une ligne de champ moyenne de 0,7 m.

1° Calculer le nombre de spires du primaire pour que l'induction maximale soit de 1 T. Quel est le nombre de spires du secondaire?

2° Déterminer le courant maximal et le courant efficace correspondants à cette induction; on donne quelques points de la courbe d'aimantation en alternatif :

H (A/m)	0	200	400	600	800	1000	2000	6000
B (T)	0	1	1,28	1,36	1,46	1,52	1,7	2

3° La puissance apparente du transformateur est $S = 1320$ VA, quels sont les courants nominaux du primaire et du secondaire?

4° On branche par erreur le secondaire sur le secteur 220 V, 50 Hz, quel est le courant magnétisant?

5.13. — Un transformateur monophasé 220/24 V comporte 450 spires au primaire. On l'utilise pour alimenter en toute sécurité (humidité) l'éclairage des galeries intérieures d'un barrage. Cet éclairage comporte 150 lampes de 40 W. Calculer :

1° Le nombre de spires du secondaire.

2° Les courants primaire et secondaire quand toutes les lampes sont allumées.

3° Le rendement du transformateur sachant que les pertes à vide sont de 150 W et les pertes par effet Joule totales des deux enroulements sont de 60 W pour un courant secondaire de 100 A.

6
LE TRANSFORMATEUR DANS L'APPROXIMATION DE KAPP

AVERTISSEMENT :

Ce chapitre est une étude théorique du transformateur, destinée aux terminales F2. Il est à la limite du programme et utilise la notation complexe qu'il aura donc fallu étudier au préalable [1].

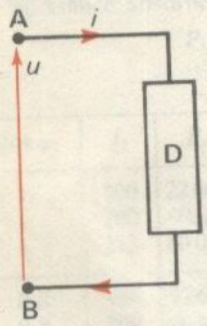


FIG. 6.01.
Orientations « récepteur ».

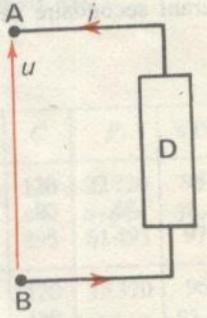


FIG. 6.02.
Orientations « générateur ».

(1) « Circuits électriques », même collection.

1. Conventions.

1° Rappel. — Nous savons[2] qu'il existe deux possibilités d'orientations :

a) Orientations « récepteur » : Nous choisissons $u = V_A - V_B$ puis nous orientons le conducteur de A vers B (fig. 6.01). A un instant déterminé, de deux choses l'une :

— ou u et i seront de même signe, le courant (réel) entrera par le pôle positif et le dipôle sera effectivement récepteur;

— ou u et i seront de signes contraires, le courant (réel) sortira par le pôle positif et le dipôle sera générateur.

b) Orientations « générateur ». — Nous choisissons $u = V_A - V_B$ puis nous orientons le conducteur de B vers A (fig. 6.02). A un instant déterminé, de deux choses l'une :

— ou u et i seront de même signe, le courant (réel) sortira par le pôle positif et le dipôle sera effectivement générateur;

— ou u et i seront de signes contraires, le courant (réel) entrera par le pôle positif et le dipôle sera récepteur.

(2) « Courant continu 1re F », même collection.

2° Choix pour le transformateur.

a) Cet appareil est constitué par deux enroulements électriquement séparés, chacun d'eux peut donc être traité comme un dipôle indépendant avec ses conventions propres.

b) Orientations des conducteurs. — Nous choisissons arbitrairement un sens positif pour le flux ψ (fig. 6.03) puis nous orientons les conducteurs (spires) du primaire et du secondaire afin qu'un courant positif produise un flux positif (sens liés par la règle du tire-bouchon).

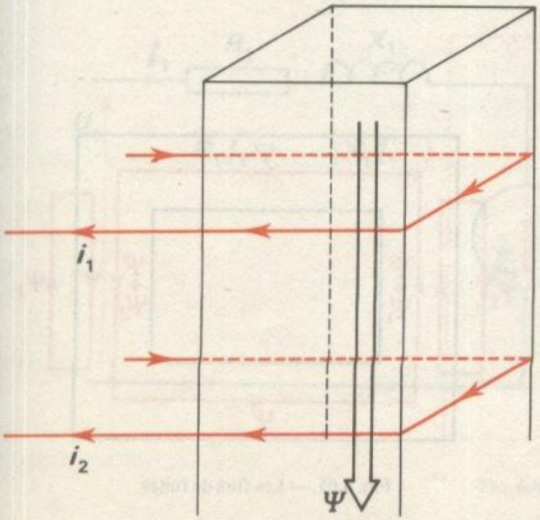


FIG. 6.03. — Les spires primaires et secondaires sont identiquement orientées.

L'état magnétique du circuit sera déterminé par la somme algébrique des forces magnétomotrices (ampèretours) primaire et secondaire.

c) Orientations pour les tensions. — Nous allons choisir pour chaque partie du transformateur la convention qui correspond à son fonctionnement naturel (fig. 6.04) :

— **la convention récepteur pour le primaire,** puisque celui-ci reçoit de la puissance d'une source extérieure;

— **la convention générateur pour le secondaire,** puisque celui-ci fournit de la puissance à une charge.

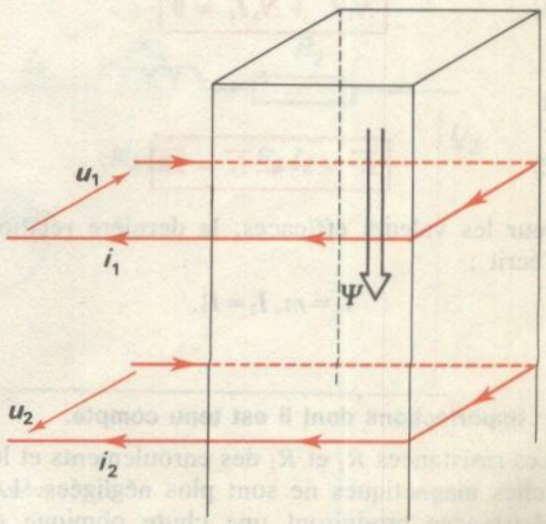


FIG. 6.04. — L'ensemble des orientations.

2. Propriétés.

1° Hypothèses. — L'approximation de Kapp consiste à négliger le courant correspondant aux pertes dans le fer et le courant magnétisant; en conséquence :

— à vide :

$$i_{1v} = 0$$

— en charge :

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0.$$

La dernière relation nous permet d'écrire :

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -m_v$$

→ à tout instant les courants sont, avec nos conventions, en opposition de phase et leur rapport est indépendant de la charge : **le transformateur est parfait pour les courants.**

Pour les graphiques de Fresnel, nous aurons :

(1) $$\boxed{N_1 \vec{I_1} + N_2 \vec{I_2} = \vec{0}}$$

et

(2) $$\boxed{\vec{I_1} = -m_v \vec{I_2} = \vec{I_2'}}$$

Pour les valeurs efficaces, la dernière relation s'écrit :

$$I_1 = m_v I_2 = I_2'.$$

2° Imperfections dont il est tenu compte.

Les résistances R_1 et R_2 des enroulements et les fuites magnétiques ne sont plus négligées. Les résistances produiront une chute ohmique de tension; nous allons analyser l'influence des fuites.

3° Les flux.

Pour simplifier, nous considérons un flux de fuites propre à chaque enroulement, ψ_1 et ψ_2, et un flux commun ψ (fig. 6.05).

a) Le flux commun ψ dont le parcours est totalement ferromagnétique dépend de la saturation. Il produit dans les enroulements des forces électromotrices induites :

$$e_1 = -N_1 \frac{d\psi}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = -N_2 \frac{d\psi}{dt}$$

dont le rapport constant est $m_v = \frac{N_2}{N_1}$ comme dans un transformateur idéal.

b) Les flux de fuites ont 50 % (au minimum) de leur parcours géométrique dans l'air ce qui, compte tenu du rapport des perméabilités (environ 1000) donne un « trajet magnétique équivalent » mille fois plus grand dans l'air que dans le fer. Il est donc légitime d'admettre que les flux de fuites sont indépendants de la saturation. Cela nous autorise :

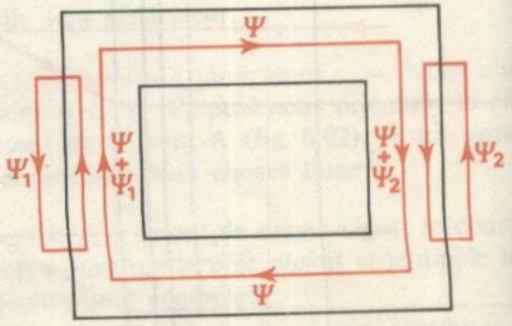


FIG. 6.05. — Les flux de fuites.

α) à additionner les flux :

— chaque spire du primaire est traversée par $\psi+\psi_1$ et le flux total est $N_1(\psi+\psi_1)$;

— chaque spire du secondaire est traversée par $\psi+\psi_2$ et le flux total est $N_2(\psi+\psi_2)$.

β) A associer à chaque flux de fuites une **inductance de fuites constante**[1], soit respectivement $\ell_1=\frac{N_1\psi_1}{i_1}$ et $\ell_2=\frac{N_2\psi_2}{i_2}$. A ces inductances correspondent des **réactances** de fuites :

$$X_1=\ell_1\omega \quad \text{et} \quad X_2=\ell_2\omega$$

c) Les fuites seront donc matérialisées par ces réactances qui produiront dans chaque circuit (primaire et secondaire) **une chute de tension réactive** qui s'ajoutera — vectoriellement — à la chute ohmique.

4° Schéma équivalent (fig. 6.06).

a) Primaire : la tension du réseau est appliquée à trois éléments placés en série : la résistance, la réactance et la source de tension $\underline{E}_1$.

b) Secondaire : la source de tension $\underline{E}_2$ alimente trois éléments en série : la résistance, la réactance, la charge dont la tension est $\underline{U}_2$.

5° Relations. — Nous appliquons la loi des mailles aux deux circuits et avec les valeurs complexes :

a) Primaire :

$$\underline{U}_1-R_1\underline{I}_1-\mathrm{j}X_1\underline{I}_1+\underline{E}_1=0$$

soit :

(3) $$\boxed{\underline{U}_1=-\underline{E}_1+R_1\underline{I}_1+\mathrm{j}X_1\underline{I}_1}$$

b) Secondaire :

$$\underline{E}_2-R_2\underline{I}_2-\mathrm{j}X_2\underline{I}_2-\underline{U}_2=0$$

soit :

(4) $$\boxed{\underline{U}_2=\underline{E}_2-R_2\underline{I}_2-\mathrm{j}X_2\underline{I}_2}$$

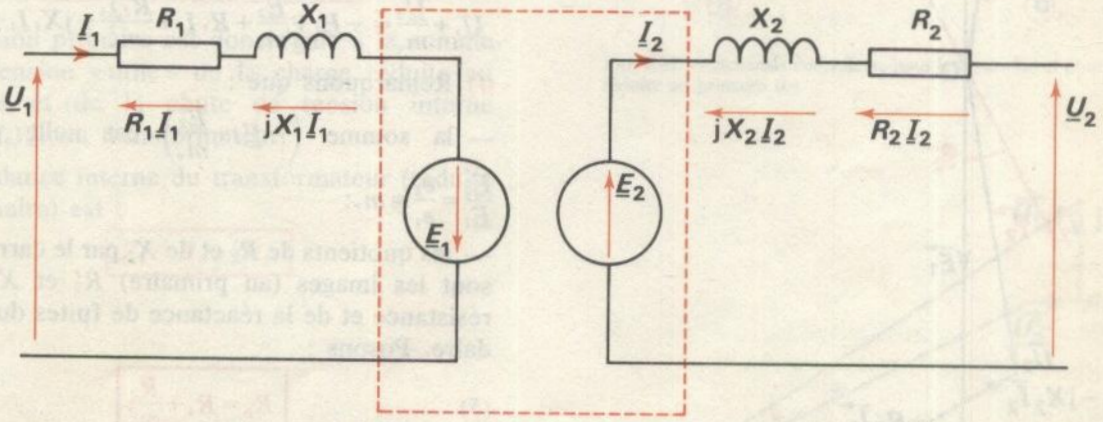


FIG. 6.06. — Schéma équivalent.

(1) Rappelons la formule générale $\phi=LI$.

6° Graphique de Fresnel. — Il est tracé pour les deux circuits et compte tenu du fait que les deux courants sont en opposition et les deux f.é.m. en phase (fig. 6.07). Noter que pour ne pas mélanger vecteurs et nombres complexes, les tensions de type XI peuvent être mises entre parenthèses et surmontées d'une flèche « globale » :

$(\overrightarrow{XI})$ est en quadrature avant de $X\vec{I}$.

Nous préférons la notation $jX\vec{I}$ qui est plus claire.

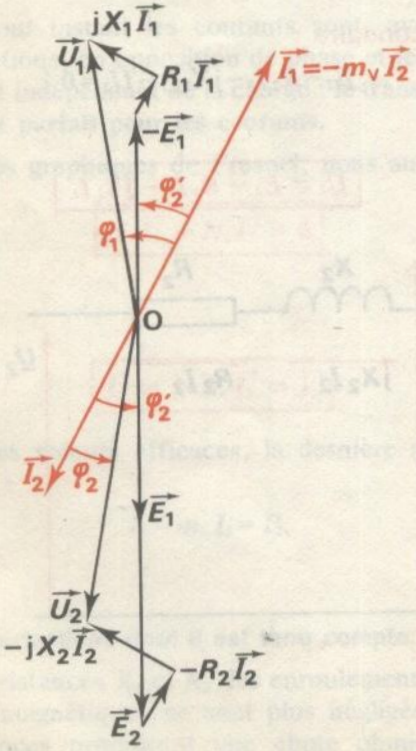


FIG. 6.07. — Graphique de Fresnel (pour la clarté de la figure, on a donné une valeur excessive aux chutes de tension).

3. Réduction au primaire.

1° — Pour le réseau (fig. 6.06), le transformateur n'a que deux bornes; il est donc possible de déterminer les paramètres d'un dipôle équivalent qui, soumis à la même tension complexe $\underline{U}_1$, consommerait le même courant $\underline{I}_1$.

2° Calculs.

a) Divisons par $m_v = \dfrac{N_2}{N_1}$ les deux membres de l'égalité (4).

$$\frac{\underline{U}_2}{m_v} = \frac{\underline{E}_2}{m_v} - \frac{R_2 \underline{I}_2}{m_v} - \frac{jX_2 \underline{I}_2}{m_v}$$

b) Remplaçons $\underline{I}_2$ par $-\dfrac{\underline{I}_1}{m_v}$:

$$\frac{\underline{U}_2}{m_v} = \frac{\underline{E}_2}{m_v} + \frac{R_2 \underline{I}_1}{m_v^2} + \frac{jX_2 \underline{I}_1}{m_v^2}$$

c) Additionnons membre à membre avec (3) :

$$\underline{U}_1 + \frac{\underline{U}_2}{m_v} = -\underline{E}_1 + \frac{\underline{E}_2}{m_v} + R_1 \underline{I}_1 + \frac{R_2 \underline{I}_1}{m_v^2} + jX_1 \underline{I}_1 + \frac{jX_2 \underline{I}_1}{m_v^2}$$

d) Remarquons que :

— la somme $\left(-\underline{E}_1 + \dfrac{\underline{E}_2}{m_v}\right)$ est nulle puisque $\dfrac{\underline{E}_2}{\underline{E}_1} = \dfrac{e_2}{e_1} = m_v$;

— les quotients de R_2 et de X_2 par le carré de m_v sont les images (au primaire) R'_2 et X'_2 de la résistance et de la réactance de fuites du secondaire. Posons :

(5) $$R_p = R_1 + \frac{R_2}{m_v^2}$$

et

(6) $$X_p = X_1 + \frac{X_2}{m_v^2}.$$

Nous appellerons R_p et X_p respectivement, la résistance totale et la réactance totale de fuites réduites au primaire.

La relation devient :

$$\underline{U}_1 = -\frac{\underline{U}_2}{m_v} + R_p \underline{I}_1 + jX_p \underline{I}_1.$$

La charge $\underline{Z}$ du secondaire consomme un courant $\underline{I}_2$ sous une tension $\underline{U}_2$. A ces trois grandeurs correspondent au primaire :

$$\underline{Z}' = \frac{\underline{Z}}{m_v^2}; \qquad \underline{I}_1 = \underline{I}'_2 = -m_v \underline{I}_2;$$

$$\underline{Z}' \underline{I}_1 = -\frac{\underline{Z}\underline{I}_2}{m_v} = -\frac{\underline{U}_2}{m_v}.$$

Nous poserons $-\frac{\underline{U}_2}{m_v} = \underline{U}'_2$, c'est la tension qu'il faudrait appliquer au primaire s'il n'y avait pas de chutes de tension.

e) Relation finale :

(7) $$\boxed{\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + R_p \underline{I}_1 + jX_p \underline{I}_1.}$$

La tension primaire est donc égale à la somme de la tension « utile » de la charge réduite au primaire et de la chute de tension interne $(R_p + jX_p)\underline{I}_1$ du transformateur.

L'impédance interne du transformateur (réduite au primaire) est :

(8) $$\boxed{\underline{Z}_p = R_p + jX_p.}$$

3° Schémas équivalents.

a) Pour le réseau : l'impédance interne $\underline{Z}_p$ est en série avec la charge réduite au primaire $\underline{Z}'$ (fig. 6.08 *a*).

b) Pour la charge réduite au primaire, le transformateur est équivalent à un générateur de force électromotrice $\underline{U}_1$ et d'impédance interne $\underline{Z}_p$ (fig. 6.08 *b*).

4° Graphique de Fresnel. — Il est tracé pour une charge inductive (fig. 6.09).

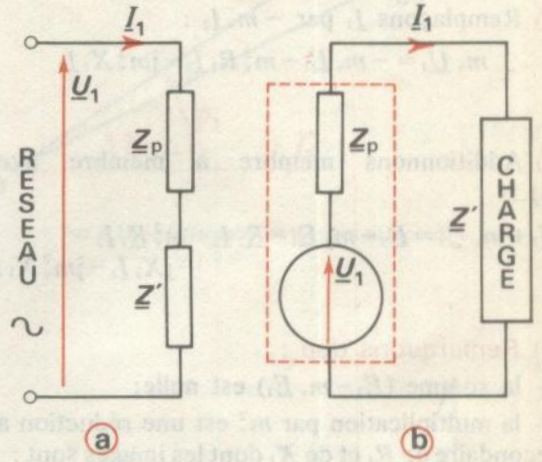


FIG. 6.08. — Schémas équivalents pour le réseau (a) et pour la charge réduite au primaire (b).

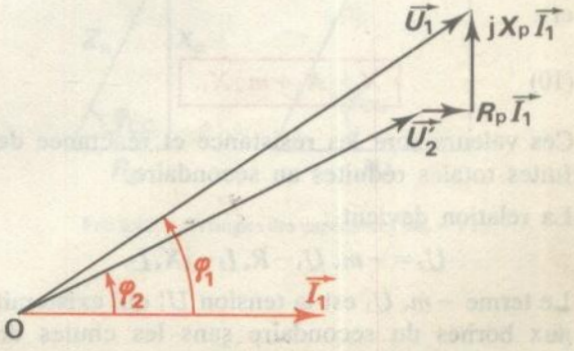


FIG. 6.09. — Graphique des tensions au primaire.

4. Réduction au secondaire.

1° Calculs.

a) Multiplions par m_v les deux membres de l'égalité (3) :

$$m_v \underline{U}_1 = -m_v \underline{E}_1 + m_v R_1 \underline{I}_1 + j m_v X_1 \underline{I}_1$$

b) Remplaçons $\underline{I}_1$ par $-m_v \underline{I}_2$:

$$m_v \underline{U}_1 = -m_v \underline{E}_1 - m_v^2 R_1 \underline{I}_2 - j m_v^2 X_1 \underline{I}_2$$

c) Additionnons membre à membre avec (4) :

$$\underline{U}_2 + m_v \underline{U}_1 = \underline{E}_2 - m_v \underline{E}_1 - \underline{R}_2 \underline{I}_2 - m_v^2 \underline{R}_1 \underline{I}_2 - j X_2 \underline{I}_2 - j m_v^2 X_1 \underline{I}_2$$

d) Remarquons que :

— la somme $(\underline{E}_2 - m_v \underline{E}_1)$ est nulle;

— la multiplication par m_v^2 est une réduction au secondaire de R_1 et de X_1 dont les images sont :

$$R_1' = m_v^2 R_1 \quad \text{et} \quad X_1' = m_v^2 X_1.$$

Posons :

(9) $$\boxed{R_s = R_2 + m_v^2 R_1}$$

et :

(10) $$\boxed{X_s = X_2 + m_v^2 X_1.}$$

Ces valeurs sont les résistance et réactance de fuites totales réduites au secondaire.

La relation devient :

$$\underline{U}_2 = -m_v \underline{U}_1 - R_s \underline{I}_2 - j X_s \underline{I}_2.$$

Le terme $-m_v \underline{U}_1$ est la tension U_1' qui existerait aux bornes du secondaire sans les chutes de tension : **c'est la tension à vide $\underline{U}_{2v}$.**

e) Relation finale :

(11) $$\boxed{\underline{U}_2 = \underline{U}_{2v} - R_s \underline{I}_2 - j X_s \underline{I}_2}$$

→ La tension aux bornes de la charge est égale à la tension à vide diminuée de la chute de tension interne $(R_s + jX_s)\,\underline{I}_2$ du transformateur.

L'impédance interne du transformateur (réduite au secondaire) est :

(12) $$\boxed{\underline{Z}_s = R_s + j X_s.}$$

2° Schéma équivalent. — Il traduit la relation des tensions : le transformateur équivaut à un générateur de f.é.m. $\underline{E}' = \underline{U}_{2v}$ et d'impédance interne $\underline{Z}_s$ (fig. 6.10).

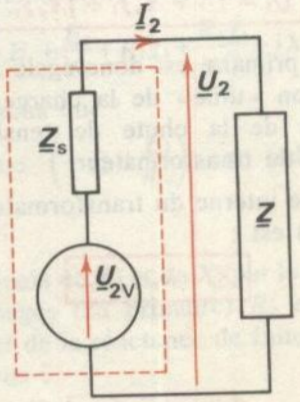


FIG. 6.10. — Schéma équivalent au secondaire.

3° Graphique de Fresnel. — Il est tracé pour une charge inductive (fig. 6.11). Pour une même charge et une même tension primaire, ce graphique est identique à celui de la figure 6.09 au rapport m_v près.

5. Court-circuit.

1° — Appliquons au primaire une tension réduite U_{1cc} et court-circuitons la charge du secondaire. La tension U_2 et sa valeur U_2' réduite au primaire sont nulles et les deux relations 7 et 11 s'écrivent :

(13) $$\underline{U}_{1cc} = (R_p + jX_p)\,\underline{I}_{1cc}$$

(14) $$0 = \underline{U}_{2cc} - (R_s + jX_s)\,\underline{I}_{2cc}.$$

2° — Dans l'essai en court-circuit (chap. 5), nous avons mesuré U_{1cc}, I_{1cc}, P_{1cc} et I_{2cc}.

Les trois premières mesures permettent de calculer :

a) $$\cos\varphi_{1cc} = \frac{P_{1cc}}{U_{1cc}\,I_{1cc}}$$

b) $$Z_p = \sqrt{R_p^2 + X_p^2} = \frac{U_{1cc}}{I_{1cc}}$$

c'est-à-dire le module de $R_p + jX_p$

c) $R_p = Z_p \cos\varphi_{1cc}$ et $X_p = Z_p \sin\varphi_{1cc}$.

Les formules 5, 6, 9 et 10 montrent que nous obtiendrons les valeurs réduites au secondaire en multipliant par m_v^2 celles du primaire :

$$R_s = m_v^2 R_p\,; \quad X_s = m_v^2 X_p\,; \quad Z_s = m_v^2 Z_p.$$

Le triangle des impédances du secondaire est obtenu en multipliant les côtés de celui du primaire par m_v^2 (fig. 6.12) et $\varphi_{2cc} = \varphi_{1cc} = \varphi_{cc}$.

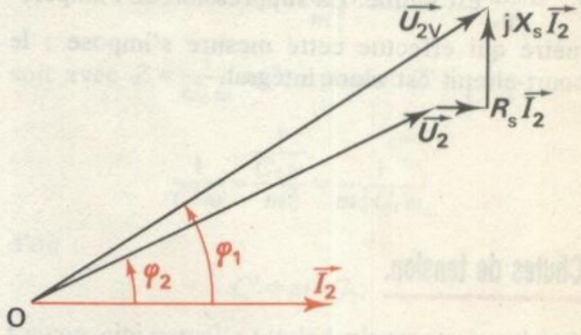


FIG. 6.11. — Graphique des tensions au secondaire.

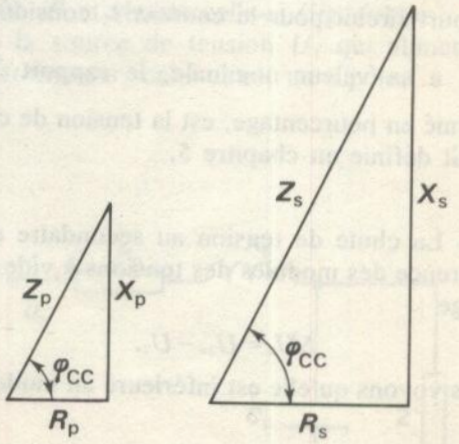


FIG. 6.12. — Triangles des impédances ($m_v = \sqrt{2}$).

Les triangles des chutes de tension, ou triangles de Kapp, seraient eux, dans le rapport m_v.

REMARQUE : en court-circuit les transformateurs sont parfaits pour les courants et la mesure de $I_{2cc} = \frac{I_{1cc}}{m_v}$ est inutile. La suppression de l'ampèremètre qui effectue cette mesure s'impose : le court-circuit est alors intégral.

6. Chutes de tension.

1° — Considérons le graphique de Kapp des tensions ramenées au secondaire (fig. 6.11) et sa partie agrandie (fig. 6.13). L'hypoténuse AC du triangle de Kapp : $\overrightarrow{AC} = \overrightarrow{U_{2v}} - \overrightarrow{U_2} = \overrightarrow{(Z_s I_2)}$ est la chute vectorielle de tension; c'est aussi la tension de court-circuit pour le courant I_2 considéré.

Si I_2 a sa valeur nominale, le rapport $\frac{Z_s I_2}{U_{2v}}$, exprimé en pourcentage, est la tension de court-circuit définie au chapitre 5.

2° — La chute de tension au secondaire est la différence des modules des tensions à vide et en charge :

$$\Delta U_2 = U_{2v} - U_2.$$

Nous voyons qu'elle est inférieure au module de $\overrightarrow{AC}$.

3° Formule pratique.

Portons $OL = U_{2v}$ sur la direction de U_2 (fig. 6.13). Étant donné que l'angle α des vecteurs $\overrightarrow{U_{2v}}$ et $\overrightarrow{U_2}$ est toujours très faible avec un transformateur de bonne qualité, nous pouvons confondre le point L et le pied K de la perpendiculaire CK à $\overrightarrow{U_2}$. Considérons la figure 6.13. Nous avons :

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_2\right) = \sin\varphi_2$$

$$\Delta U_2 = U_{2v} - U_2 = AL \approx AH + HK$$
$$= R_s I_2 \cos\varphi_2 + X_s I_2 \sin\varphi_2.$$

Cette formule approchée est très importante, elle donne la chute de tension avec une excellente approximation et avec des calculs faciles.

(15) $\boxed{\Delta U_2 = R_s I_2 \cos\varphi_2 + X_s I_2 \sin\varphi_2.}$

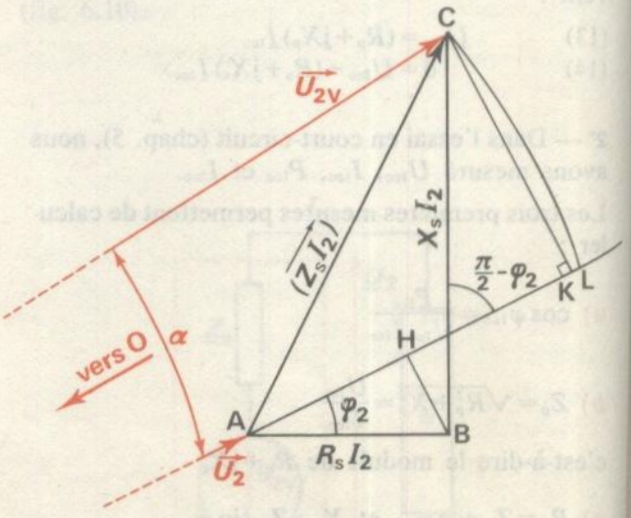


FIG. 6.13. — Valeur approchée de la chute de tension.

REMARQUES :

1. Il est possible d'établir une formule analogue pour le primaire :

$$\Delta U_1 = R_p I_1 \cos\varphi_1 + X_p I_1 \sin\varphi_1.$$

2. Quatre procédés permettent de trouver la chute de tension :

a) **La méthode graphique** : elle est peu précise car les dimensions du triangle de Kapp sont relativement petites.

b) **La méthode de Boucherot** (voir Courant alternatif 1re F) : elle réclame des calculs longs et soignés.

c) **Les nombres complexes** : méthode précise mais longue.

d) **La formule approchée** : calculs faciles et résultats suffisamment précis.

7. Le transformateur aux radio-fréquences.

1° Capacités parasites. — Dans chaque enroulement (primaire ou secondaire) deux spires quelconques présentent entre elles une faible capacité. L'ensemble de ces capacités est équivalent à une capacité unique, dite **capacité répartie,** qui shunte l'enroulement.

En outre, dans un transformateur ordinaire, il existe une capacité inter-enroulements qui crée un couplage entre les bobinages primaire et secondaire. Ce couplage est négligeable aux fréquences industrielles (25; 50 ou 60 Hz) mais serait gênant aux radio-fréquences. Il est éliminé grâce à un écran électrostatique qui est une feuille de cuivre placée entre les bobinages et reliée à la masse.

Finalement, seules subsistent, les deux capacités réparties C_1 du primaire et C_2 du secondaire. Elles sont de l'ordre de la dizaine de picofarads.

2° Schéma équivalent du transformateur. — La capacité C_2 peut être considérée comme une charge de secondaire; elle est réduite au primaire par la formule :

$$Z' = \frac{Z}{m_v^2}$$

soit avec $Z = \frac{1}{C_2 \omega}$ et en posant $Z' = \frac{1}{C' \omega}$:

$$\frac{1}{C' \omega} = \frac{\frac{1}{C_2 \omega}}{m_v^2} = \frac{1}{m_v^2 C_2 \omega}$$

d'où :

$$C' = m_v^2 C_2.$$

La capacité parasite totale à placer sur le schéma équivalent, en parallèle avec l'enroulement primaire, sera :

$$C_p = C_1 + C'.$$

Cette capacité C_p est en parallèle avec la charge réduite Z' et shunte celle-ci (fig. 6.14).
Pour la source de tension U_1 qui alimente le transformateur, celui-ci est un dipôle.

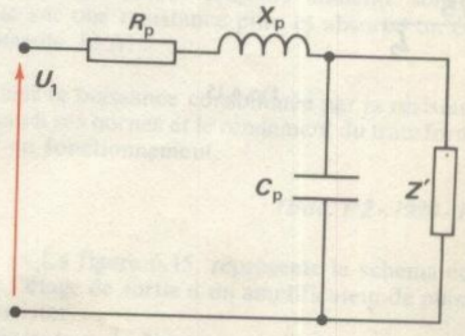


FIG. 6.14. — Schéma équivalent après réduction au primaire.

Exercices

6.01. — Le primaire et le secondaire, d'un transformateur de rapport $m = 3$, ont la même capacité répartie $C_1 = C_2 = 20\,\text{pF}$. Calculer la capacité C_p réduite au primaire.

6.02. — Calculer l'impédance de la capacité C_p de l'exercice précédent à 50 Hz puis à 10 000 Hz.

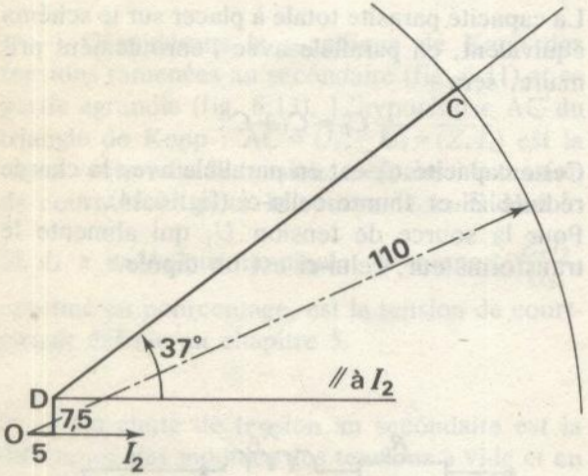


FIG. 6.15.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

6.03. — Lors de l'essai en court-circuit d'un transformateur dont le rapport est $m_v = \frac{1}{2}$ on a relevé $U_{1cc} = 18\,\text{V}$, $I_1 = 15\,\text{A}$, $P_{1cc} = 150\,\text{W}$. Sachant que les valeurs nominales sont $U_1 = 220\,\text{V}$, $U_2 = 110\,\text{V}$, $S = 3300\,\text{VA}$.

1° Calculer les courants nominaux.

2° Calculer les différentes impédances internes vues du primaire puis du secondaire.

3° Déterminer la tension secondaire pour $I_2 = 30\,\text{A}$ et $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

Solution

1°
$$I_1 = \frac{S}{U_1} = \frac{3300}{220} = 15\,\text{A}; \quad I_2 = \frac{3300}{110} = 30\,\text{A}.$$

2° $$Z_{1cc} = \frac{18}{15} = 1{,}2\,\Omega; \quad \cos\varphi_{1cc} = \frac{150}{15 \times 18} = 0{,}556$$

soit $\sin\varphi_{1cc} = 0{,}831$

$$R_p = 1{,}2 \times 0{,}556 = 0{,}667\,\Omega \quad X_p = 1{,}2 \times 0{,}831 = 1\,\Omega$$

$$Z_{2cc} = m_v^2\, Z_{1cc} = \frac{1}{4} \times 1{,}2 = 0{,}3\,\Omega$$

$$R_s = \frac{0{,}667}{4} = 0{,}167\,\Omega \quad X_s = \frac{1}{4} = 0{,}250\,\Omega.$$

3° I_2 étant l'origine des phases, on porte (fig. 6.15) en phase $R_s I_2 = 0{,}167 \times 30 = 5\,\text{V}$ et en quadrature avant $X_s I_2 = 0{,}25 \times 30 = 7{,}5\,\text{V}$; par l'extrémité D de ce deuxième vecteur, on trace la parallèle à I_2 puis la droite qui va porter U_2 en avance de 37° ($\cos 37° = 0{,}8$).

L'arc de cercle de centre O et de rayon $U_2' = 110\,\text{V}$ coupe cette droite en C. La mesure de DC donne $U_2 = 102\,\text{V}$.

II. A RÉSOUDRE.

6.04. — Un essai en court-circuit d'un transformateur de rapport $m_v = \frac{1}{8}$ a donné : $U_{1cc} = 50\,V$, $I_1 = 10\,A$, $P_{1cc} = 200\,W$.

1° Calculer les impédances internes vues du primaire et du secondaire (Z, R, X).

2° La tension primaire nominale étant de 1760 V, déterminer la tension secondaire pour un courant $I_2 = 80$ A, lorsque le facteur de puissance est $\cos\varphi_2 = 0{,}8$;

a) avec une charge inductive;

b) avec une charge capacitive.

6.05. — Transformateur dans l'approximation de Kapp.

1° Pour avoir la tension secondaire nominale $U_2 = 220$ V, il faut appliquer au primaire une tension $U_1 = 5500$ V. En déduire le rapport m_v de transformation à vide.

2° Calculer les valeurs Z_s, R_s et X_s des paramètres du transformateur réduits au secondaire sachant qu'un essai en court-circuit pour un courant secondaire nominal de 250 A a donné :

$$P_{cc} = 1800\,W \quad \text{et} \quad U_{1cc} = 300\,V.$$

ATTENTION : pour les questions ci-dessous on prendra les valeurs suivantes quels que soient les résultats trouvés au 2° :

$$R_s = 0{,}03\,\Omega \quad X_s = 0{,}04\,\Omega \quad Z_s = 0{,}05\,\Omega.$$

3° Calculer avec précision, à l'aide des nombres complexes et en prenant I_2 pour axe réel, la tension primaire permettant d'avoir au secondaire un débit de 250 A sous une tension de 220 V et un $\cos\varphi_2$ de 0,8 (charge inductive). En déduire une valeur précise de la chute de tension secondaire.

4° Calculer une valeur approchée de la chute de tension secondaire pour la charge du 3° et comparer au résultat précédent.

5° Déterminer graphiquement, à l'aide du diagramme de Kapp, la caractéristique en charge $U_2 = f(I_2)$ pour un $\cos\varphi_2$ de 0,8 (charge inductive) et pour les courants secondaires suivants : 100-200-300 A. La tension primaire de 5500 V est constante.

6° Sachant que la tension primaire de 5500 V est toujours constante, déterminer graphiquement, à l'aide du diagramme de Kapp, la caractéristique en charge $U_2 = g(\cos\varphi_2)$ pour un courant secondaire constant de 300 A et pour les facteurs de puissance suivants :

charge inductive : 1 ; 0,9 ; 0,8 ; 0,7 ; 0,6 ;
charge capacitive : 0,9 ; 0,8.

N. B. — Le diagramme de Kapp est le graphique de Fresnel appliqué au transformateur.

6.06. — Un transformateur monophasé 50 Hz a les caractéristiques suivantes :

— 115 V/230 V à vide,
— puissance apparente 1,15 kVA,
— résistance du primaire 0,1 Ω,
— résistance du secondaire 0,6 Ω,
— il n'y a pas de fuites magnétiques.

1° Le secondaire étant à vide, le transformateur alimenté sous 115 V, absorbe un courant de 0,2 A et, un wattmètre branché dans le circuit primaire indique 10 W. En déduire la puissance perdue dans le fer de ce transformateur.

2° Pour un courant primaire d'intensité de 10 A, calculer la puissance totale perdue par effet Joule dans les enroulements (pertes cuivre).

3° Le transformateur toujours alimenté sous 115 V débite sur une résistance pure et absorbe un courant d'intensité 10 A.

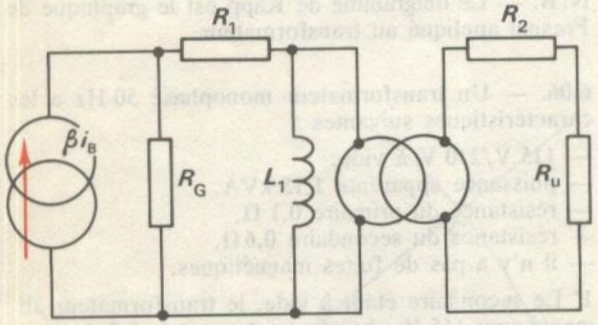
Calculer la puissance consommée par la résistance, la tension à ses bornes et le rendement du transformateur pour ce fonctionnement.

(Bac. F2 - 1970 - Paris.)

6.07. — La figure 6.15. représente le schéma équivalent à l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance à transistor.
Le générateur de Norton qui alimente le transformateur a pour résistance interne $R_G = 1\,k\Omega$ et fournit un courant βi_B ($\beta = 50$).

L'enroulement primaire du transformateur à noyau de fer a une résistance $R_1 = 10\,\Omega$, la résistance de l'enroulement secondaire est $R_2 = 0{,}2\,\Omega$. L'inductance propre du primaire est $L_1 = 0{,}16$ H; les réactances de fuites sont toujours négligées.

Le rapport de transformation est $m_v = \frac{1}{5}$; le haut-parleur alimenté par le secondaire est assimilable à une résistance pure $R_u = 8\,\Omega$.



1° Aux fréquences moyennes d'utilisation, l'admittance de l'inductance propre L_1 est négligée.

a) Calculer les valeurs R'_2 et R'_u des résistances R_2 et R_u réduites au primaire.

b) Le courant qui traverse R'_u étant noté i_s, calculer le rapport :

$$A_i = \frac{i_s}{i_B}.$$

2° Aux fréquences basses, l'admittance de L_1 n'est plus négligée. Le courant qui traverse R'_u étant maintenant noté i'_s, montrer que le rapport :

$$A'_i = \frac{i'_s}{i_B}$$

peut se mettre sous la forme :

$$A'_i = \frac{A_i}{1 - \frac{jR}{L_1 \omega}}$$

où A_i est le résultat du 1° et où R est à identifier. Calculer la fréquence de coupure à -3 dB.

(Texte légèrement modifié du Bac. F2 - 1971 - Caen, Nantes, Orléans, Rennes.)

7
USAGES DES TRANSFORMATEURS

المدرسة العليا للأساتذة
التكنولوجي بالقبواط
مكتبة

1. Transformateur monophasé.

1° — Il est en général de petite puissance, quelques kVA au plus. On le rencontre surtout dans les installations domestiques :

a) Pour adapter la tension du secteur aux appareils électroménagers : depuis une vingtaine d'années l'E.D.F. porte progressivement la tension de distribution de 127 à 220 V en monophasé, les lampes d'éclairage sont alors changées et les moteurs de certains appareils rebobinés. Pour d'autres appareils le rebobinage est impossible ou trop onéreux, on interpose entre eux et le secteur un transformateur 220/127 V.

b) Par sécurité, les jouets électriques doivent fonctionner sous très basse tension, ils sont livrés avec un transformateur donnant quelques volts au secondaire : 8 à 24.

c) Chaque poste de télévision comporte un transformateur élévateur de tension.

d) On trouve également un transformateur dans les chargeurs de batterie, les machines à écrire, les machines à calculer de bureau...

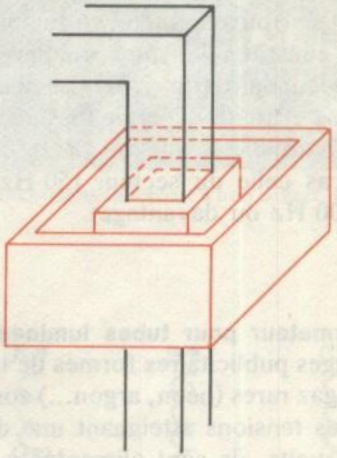


FIG. 7.01. — Le métal contenu dans le creuset constitue la spire unique, en court-circuit, du secondaire.

2° Transformateur de soudure. — On veut avoir au secondaire un fort courant sous tension faible. Il suffit que le rapport de transformation soit très petit. Par exemple pour $U_1 = 220$ V et $m = \frac{1}{100}$, si le courant primaire est 20 A, on pourra avoir :

$$I_2 = \frac{I_1}{m} = \frac{20}{\frac{1}{100}} = 2000 \text{ A}.$$

3° Four à induction. — Un transformateur dont le primaire est classique possède un secondaire d'une seule spire. Ce secondaire est un creuset dans lequel se trouve le métal en fusion, c'est ce métal qui constitue la spire unique en court-circuit du secondaire (fig. 7.01). Le courant y est donc intense et toute l'énergie dissipée par effet Joule sert à fondre le métal. La fréquence est selon les cas celle du secteur (50 Hz) ou plus élevée (1000 Hz ou davantage).

4° Transformateur pour tubes luminescents. — Les éclairages publicitaires formés de tubes contenant des gaz rares (néon, argon...) sont alimentés sous des tensions atteignant une dizaine de milliers de volts, ils sont alimentés à partir du secteur (220 V) par des transformateurs élévateurs.

5° — Signalons enfin qu'il arrive parfois que les alternateurs de centrale soient reliés à trois transformateurs monophasés (au lieu d'un seul triphasé). Chaque transformateur est alors de **puissance importante,** quelques dizaines de milliers de kVA.

2. Transformateur triphasé.

1° Intérêt. — Pour changer la tension d'un système triphasé on peut fort bien utiliser trois transformateurs monophasés. Chaque primaire est relié à une phase et fonctionne en récepteur. Les trois secondaires constituent trois générateurs qui peuvent être reliés en étoile ou en triangle. Il est plus avantageux d'utiliser un seul transformateur triphasé : on gagne à la fois sur l'encombrement et sur le poids de fer utilisé.

2° Constitution.

Les axes des trois noyaux sont dans un même plan, deux culasses assurent la fermeture du circuit magnétique (fig. 7.02 et 7.03). Sur chaque noyau se trouvent un enroulement primaire et un enroulement secondaire soigneusement isolés l'un de l'autre.

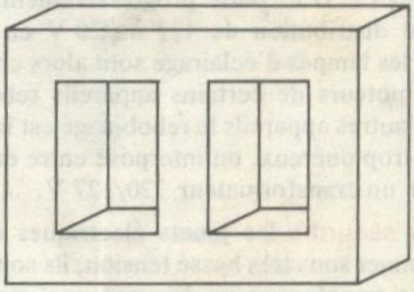


FIG. 7.02. — Circuit magnétique triphasé.

3° Couplage des enroulements. — Outre les couplages étoile et triangle que nous connaissons (1re F) les enroulements secondaires peuvent être

couplés en **zig-zag** (fig. 7.04). Chaque noyau porte ainsi deux demi-enroulements secondaires appartenant à deux phases différentes. L'éventuel déséquilibre d'une phase secondaire se trouve ainsi mieux réparti au primaire.

Chaque mode de couplage est symbolisé par une lettre :

étoile : Y — triangle : D — zig-zag : Z

Les deux couplages Y et D du primaire[1] et les trois couplages secondaires Y, D et Z donnent ainsi six combinaisons, la première lettre correspondant au primaire :

YY — YD — YZ — DY — DD — DZ

En fait, on représente par une majuscule la haute tension et par une minuscule la basse tension, les couplages normaux, les plus utilisés, sont :

— à la production, entre alternateur et ligne de transport : **Y*d*** (*d* au primaire, quelques kilovolts, Y au secondaire, au moins 150 kV);

— entre lignes de transport : **Y*d*** ou **Y*y***;

— à la distribution, avec neutre au secondaire :

D*y* et **Y*z***.

4° Repérage des bornes. — Elles sont repérées par les lettres **A**, **B** et **C** côté haute tension et ***a***, ***b*** et ***c*** pour les phases correspondantes de la basse tension. S'il y a un neutre (cas **Y** ou **Z**) on ajoute la lettre **N** ou ***n*** à la borne correspondante (fig. 7.05).

5° Tensions et courants.

a) Tensions. — **La valeur nominale est la tension entre phases.** Elle n'est donc égale à celle d'un enroulement que pour un couplage triangle.

(1) Le primaire n'est jamais en zig-zag.

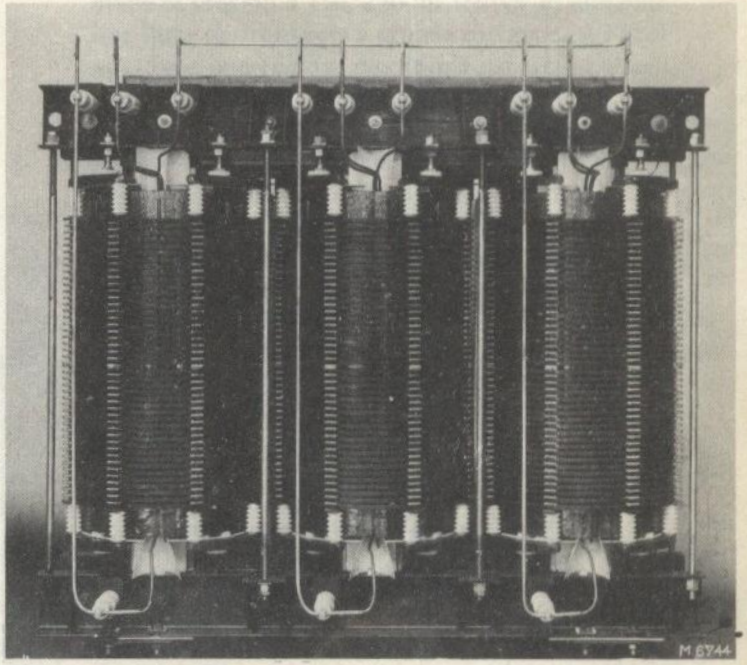


FIG. 7.03. — Transformateur triphasé à trois noyaux. *Photo Chevojon (Paris).*

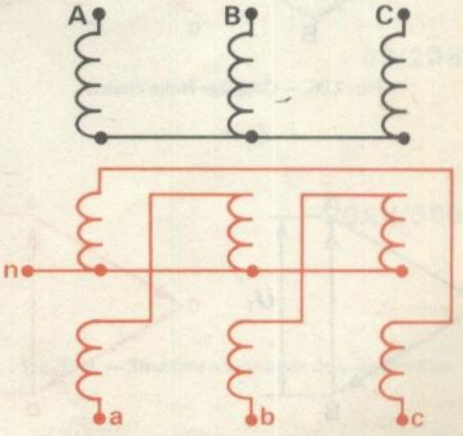


FIG. 7.04. — Couplage secondaire en zig-zag.

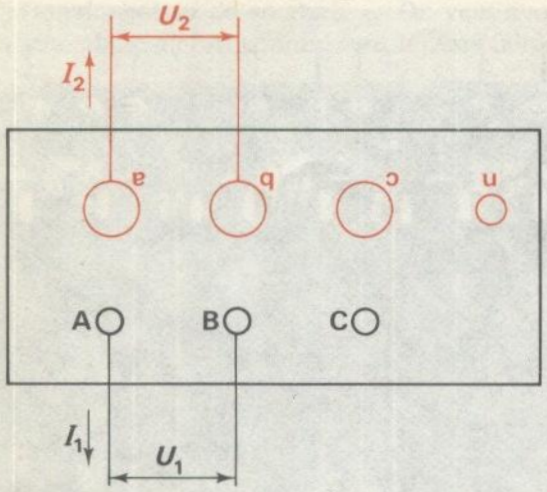


FIG. 7.05. — Plaques à bornes et valeurs nominales.

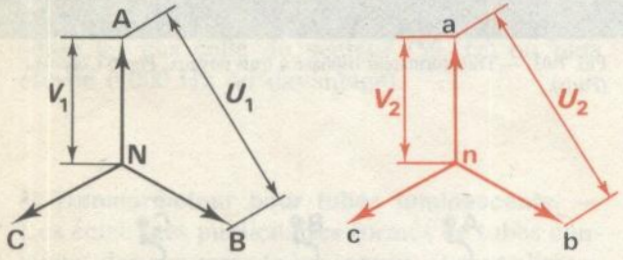


FIG. 7.06. — Couplage étoile-étoile.

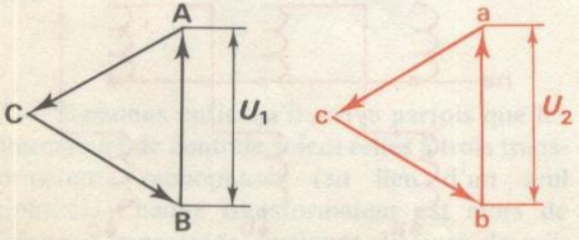


FIG. 7.07. — Couplage triangle-triangle.

b) Courants. — **La valeur nominale est celle du courant en ligne.** Le courant dans un enroulement couplé en triangle est donc égal à la valeur nominale divisée par $\sqrt{3}$: $J = \frac{I}{\sqrt{3}}$.

c) Puissance apparente nominale. — Rappelons qu'en triphasé $S = UI\sqrt{3}$, U étant la tension entre phases (composée) et I le courant dans un fil de ligne. On aura donc au choix pour le calcul :

$$S = U_1 I_1 \sqrt{3} \quad \text{et} \quad S = U_2 I_2 \sqrt{3}.$$

En somme, les valeurs nominales sont les **valeurs mesurables à l'extérieur** du transformateur (fig. 7.05) et non les valeurs intérieures qui varient avec le couplage.

d) Si le couplage est identique au primaire et au secondaire, cas Y*y* et D*d*, on a (fig. 7.06 et 7.07)

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = m.$$

Le rapport des courants en ligne est :

$$\frac{I_1}{I_2} = m.$$

6° Rendement. — L'expression du rendement pour un transformateur triphasé est :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + F + C} = \frac{U_2 I_2 \sqrt{3} \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \sqrt{3} \cos \varphi_2 + F + C}.$$

3. Le réseau EDF

1° Organisation de la distribution.

Les alternateurs triphasés fournissent leur puissance sous une tension allant de 5 à 20 kV. Un transformateur triphasé par alternateur (fig. 7.08)

élève la tension à 150, 220 ou 380 kV et alimente une ligne de transport à grande distance. A l'arrivée dans une région, des transformateurs abaissent la tension à une valeur moins élevée (63, 45 ou 30 kV) pour alimenter les lignes régionales. Enfin l'énergie est fournie en 20 kV (ou 15, ou 10) aux gros utilisateurs et en 220/380 V aux petits utilisateurs. Cette structure est schématisée (fig. 7.09). A titre de renseignements nous donnons le nombre de postes de transformation existants en 1975.

Haute et moyenne tension (63 kV à 10 kV) : 9000.

Moyenne tension/basse tension : 300 000.

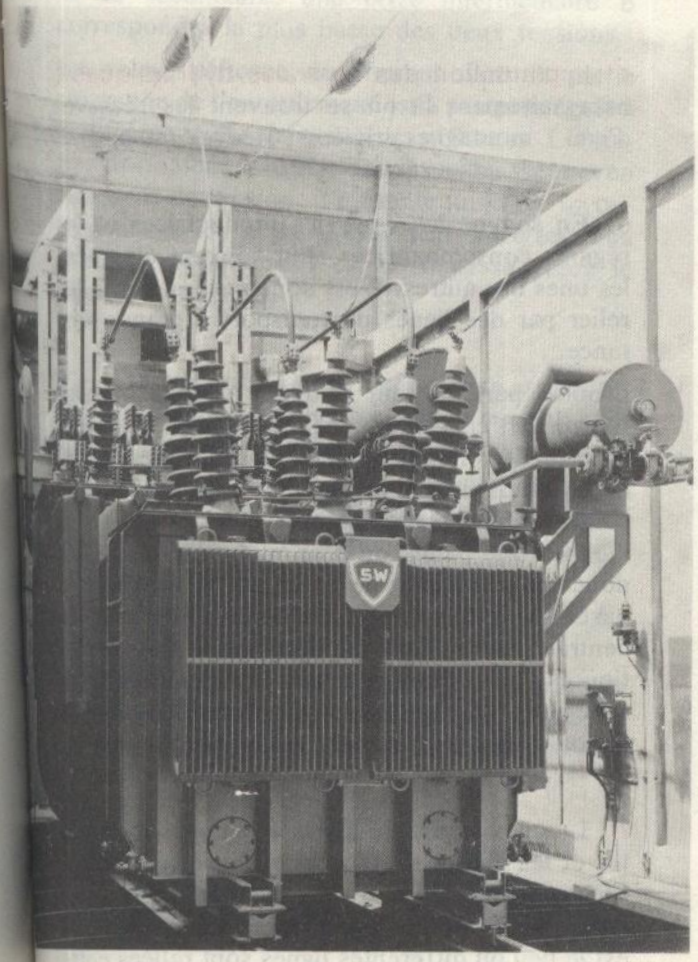


FIG. 7.08. — Transformateur de centrale.

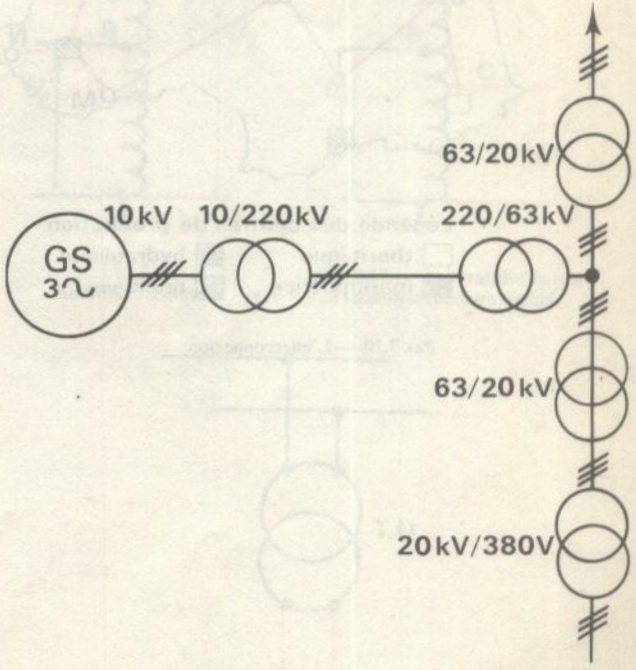


FIG. 7.09. — Structure schématisée de la distribution.

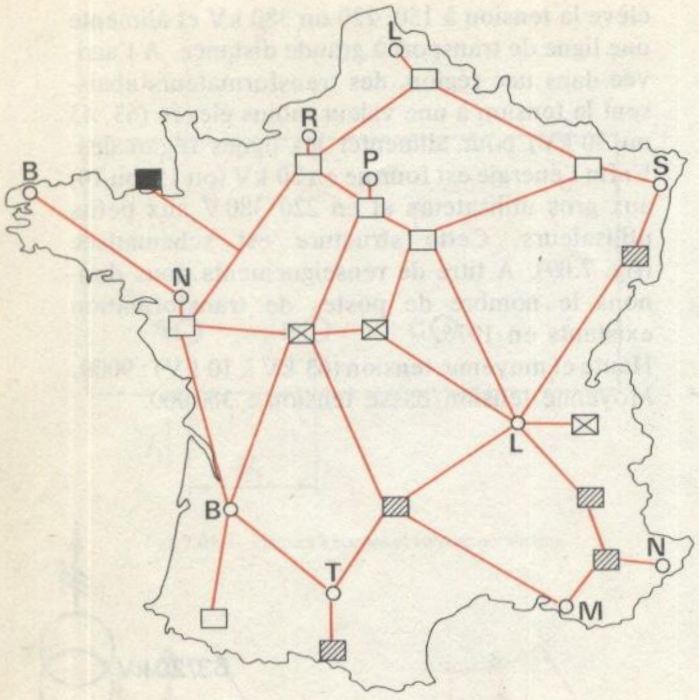


FIG. 7.10. — L'interconnexion.

2° Interconnexion.

a) Régions de grosse consommation : ce sont les centres industriels et les grandes villes : Paris, région lyonnaise, Nord...

b) Implantation des centrales thermiques : soit près des centres de consommation, soit près des combustibles : mines de charbon, Lacq (gaz naturel). Enfin quelques centrales importantes sont « décentralisées » : Montereau (thermique), Chinon (nucléaire).

c) Implantation des centrales hydrauliques : nécessairement là où se trouvent les réserves d'eau : montagnes, rivières, fleuves (et mer).

d) En somme les centrales productrices et les régions consommatrices sont souvent éloignées les unes des autres. Il est donc nécessaire de les relier par des lignes de transport à grande distance.

D'autre part, il faut pouvoir à tout moment fournir de l'énergie aux régions qui en demandent à partir de n'importe quelle centrale thermique, ou hydraulique : alimenter une région avec une centrale déterminée mettrait cette région à la merci d'une panne ou d'un manque d'eau. Il a donc été nécessaire de tisser sur la France une vaste « toile d'araignée » de lignes réunissant les centrales entre elles et aux centres de consommation : *c'est l'interconnexion*. On peut dire, en schématisant, que tous les alternateurs du réseau national sont en parallèle.

e) La coexistence de lignes à tensions différentes et les chutes de tension en ligne nécessitent l'interposition d'un transformateur entre deux lignes à connecter. Un centre d'interconnexion est le lieu où différentes lignes sont reliées entre elles (à comparer à un nœud ferroviaire). Nous donnons une carte simplifiée des gros centres de consommation (ronds), des gros centres de production (carrés) et des principales lignes d'interconnexion (fig. 7.10).

4. Auto-transformateur.

1° — Il ne comporte qu'un seul enroulement (fig. 7.11). La borne A est commune au primaire et au secondaire, une prise intermédiaire B correspond à la plus basse des deux tensions.

La valeur efficace du courant dans la partie commune de l'enroulement est à peu près égale à la différence des deux valeurs efficaces. L'auto-transformateur peut être utilisé en abaisseur et en élévateur de tension, il présente un grave inconvénient : **il n'y a pas d'isolement entre les deux circuits,** pratiquement on ne dépasse guère le rapport 2 (ou 1/2).

2° — L'application la plus intéressante est l'auto-transformateur à **tension secondaire variable.** Un curseur se déplace sur les spires et l'on peut faire varier U_2 de façon sensiblement continue (fig. 7.12). Son usage est analogue à celui d'un rhéostat monté en potentiomètre mais avec les avantages suivants :

a) Possibilité d'obtenir une tension de sortie U_2 plus grande que la tension d'entrée U_1;

b) Consommation d'énergie réduite puisque le courant à vide est presque en quadrature avec la tension et les pertes par effet Joule presque négligeables.

5. Transformateurs de mesures.

1° **Transformateur de tension (T.U.).** — Les limites de l'isolation d'un voltmètre et la **sécurité** de celui qui l'utilise interdisent la mesure directe des tensions élevées. On abaisse donc la tension à mesurer à une valeur raisonnable par un transformateur de tension. Le circuit magnétique est calculé largement et très soigné de façon que les fuites soient pratiquement nulles, comme d'autre part la consommation d'un voltmètre est faible, les chutes de tension dans les enroulements sont complètement négligeables et le rapport $\frac{U_2}{U_1} = m$, est constant.

Les deux enroulements doivent être **rigoureusement isolés** entre eux et par rapport à la carcasse. Le calibre du voltmètre monté au secondaire est le plus souvent de 150 V (fig. 7.13).

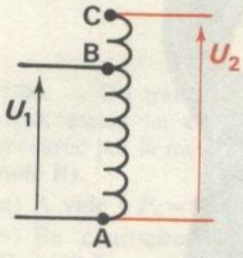


FIG. 7.11.
Autotransformateur.

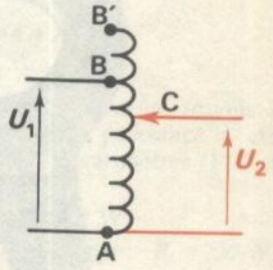


FIG. 7.12. — Autotransformateur à tension secondaire réglable.

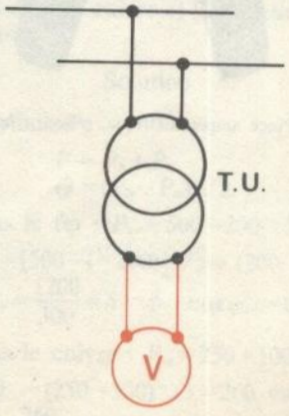


FIG. 7.13. — Mesure d'une tension à l'aide d'un T.U.

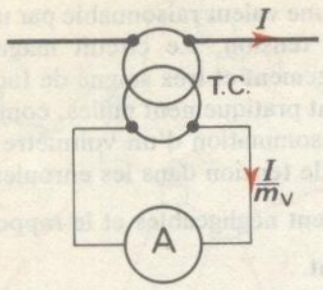


FIG. 7.14. — Mesure d'un courant à l'aide d'un T.C.

FIG. 7.15. — Pince ampèremétrique. *(Photo Chauvin-Arnoux.)*

2° Transformateur de courant (T.C.). — Le courant dans un fil de ligne peut être très grand et, d'autre part, sa mesure directe présenterait les mêmes dangers que celle d'une tension (d.d.p. existant entre la ligne et la terre).

Il est donc nécessaire d'interposer, entre le fil et l'ampèremètre, un transformateur dit « de courant » dont l'isolation doit être aussi soignée que celle d'un T.U.

Comme on veut avoir $I_2 \ll I_1$ il faut que $m_v = \frac{I_1}{I_2}$ **soit très grand.** Le primaire est généralement constitué par une seule spire : le fil de ligne traversant le circuit magnétique (fig. 7.14). Pour que le courant reste parfaitement sinusoïdal l'induction dans le fer doit être faible. Le calibre de l'ampèremètre est généralement de 5 A. La pince ampèremétrique (fig. 7.15) est un transformateur d'intensité permettant la mesure d'un courant sans couper le circuit.

Signalons qu'il est très dangereux d'ouvrir le circuit secondaire d'un transformateur d'intensité car une tension très élevée apparaîtrait entre les deux bornes.

3° Mesure d'une puissance. — Elle nécessite la présence simultanée des deux transformateurs de mesure : l'un pour la tension et l'autre pour le courant.

Exercices

7.01. — Un voltmètre branché sur le secondaire d'un transformateur de tension de rapport $m = \frac{1}{200}$ indique 75 V. Quelle est la tension primaire?

7.02. — Un ampèremètre branché sur le secondaire d'un transformateur d'intensité de rapport $m = 500$ indique 4 A. Quel est le courant primaire?

7.03. — Le primaire d'un transformateur triphasé est en triangle, $U_1 = 1500$ V; sachant que $\frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{10}$, quelle est la tension entre les bornes du secondaire :

a) s'il est en triangle?

b) s'il est en étoile?

7.04. — Mêmes questions que ci-dessus quand le primaire est en étoile.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

7.05. — Un transformateur Dy (fig. 7.16), avec neutre au secondaire, a un rapport de nombres de spires $m_v = 0{,}044$. La tension primaire est de 5000 V.

1° Quelles sont les tensions disponibles au secondaire?

2° Quand le débit secondaire est de 100 A, quel est le courant primaire :

a) dans un fil de ligne?

b) dans un enroulement?

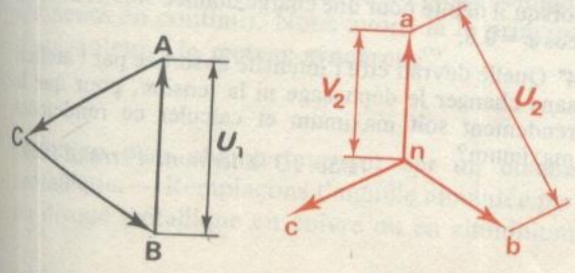


FIG. 7.16. — Couplage triangle-étoile.

Solution

1° La tension entre les bornes d'un enroulement secondaire est la tension simple :

$$V_2 = m_v U_1 = 0{,}044 \times 5000 = 220 \text{ V}.$$

La tension composée est :

$$U_2 = V_2\sqrt{3} = 380 \text{ V}.$$

2° *a*) Le courant de 100 A est le courant en ligne,

$$S_2 = U_2 I_2 \sqrt{3} = U_1 I_1 \sqrt{3}$$

soit :

$$I_1 = I_2 \frac{U_2}{U_1} = 100 \times \frac{380}{5000} = 7{,}6 \text{ A}.$$

b) Dans un enroulement primaire le courant est (montage D),

$$J = \frac{7{,}6}{\sqrt{3}} = 4{,}4 \text{ A}.$$

7.06. — Un transformateur triphasé a été soumis à deux essais au cours desquels la puissance a été mesurée par la méthode des deux wattmètres (1re F et note B).

a) A vide : $P_A = 500$ W, $P_B = -200$ W.

b) En court-circuit pour I_2 nominal : $P_A = 250$ W, $P_B = 100$ W.

Calculer :

1° Les pertes dans le fer et facteur de puissance à vide.

2° Les pertes dans le cuivre et le facteur de puissance en court-circuit.

Solution

Rappel de formules :

$$P = P_A + P_B$$
$$Q = (P_A - P_B)\sqrt{3}.$$

1° Pertes dans le fer : $P_{1v} = 500 - 200 = 300$ W.

$$Q_{1v} = [500 - (-200)]\sqrt{3} = 1200 \text{ var}$$
$$\text{tg}\,\varphi_{1v} = \frac{1200}{300} = 4 \Rightarrow \cos\varphi_{1v} = 0{,}24.$$

2° Pertes dans le cuivre : $P_{cc} = 250 + 100 = 350$ W.

$$Q_{cc} = (250 - 100)\sqrt{3} = 260 \text{ var}$$
$$\text{tg}\,\varphi_{cc} = \frac{260}{350} = 0{,}74 \Rightarrow \cos\varphi_{cc} = 0{,}80.$$

II. A RÉSOUDRE.

7.07. — Un transformateur triphasé dont le primaire est en étoile, est alimenté sous une tension de 20 000 V. Les nombres de spires par noyau sont $N_1 = 4000$ au primaire et $N_2 = 76$ au secondaire.

1° Calculer les tensions disponibles au secondaire (entre phases et éventuellement entre neutre et phase) pour les couplages suivants :

a) étoile avec neutre;

b) triangle;

2° La puissance apparente du transformateur étant $S = 140$ kVA, calculer au secondaire pour chacun des deux couplages :

a) le courant dans la ligne;

b) le courant dans un enroulement.

7.08. — Les pertes d'un transformateur triphasé 1500/380 V sont de 300 W dans le fer et de 400 W dans le cuivre pour le courant nominal $I_{2N} = 50$ A. Calculer le rendement du transformateur quand il débite ce courant avec un facteur de puissance :

a) égal à 1;

b) égal à 0,8 (inductif).

7.09. — La mesure par la méthode des deux wattmètres des pertes dans le fer d'un transformateur triphasé sous la tension nominale de 5000 V a donné : $P_A = 420$ W, $P_B = -180$ W. Calculer :

1° Les pertes dans le fer.

2° Le $\cos\varphi$ à vide.

3° Le courant total à vide.

4° Le courant magnétisant.

7.10. — Un transformateur triphasé consomme à vide une puissance active $P_{1v} = 500$ W et une puissance réactive $Q_{1v} = 3000$ var. Le primaire reste branché en permanence sur le réseau. Le transformateur débite pendant 8 h par jour un courant de 120 A sous une tension de 380 V et avec un facteur de puissance égal à 0,8 (charge inductive). Calculer :

1° Les énergies active et réactive utiles fournies pendant les 8 h d'utilisation.

2° Les énergies active et réactive absorbées en 24 h.

3° Les rendements journaliers moyens en énergies active et réactive.

4° Le facteur de puissance journalier moyen.

7.11. — Un transformateur triphasé primaire triangle, secondaire étoile avec fil neutre, reçoit l'énergie d'une ligne à 1 500 V entre phases et la transforme pour un atelier qui doit être alimenté en 220 V/380 V en charge normale et comprend alors : 5 moteurs absorbant 3 500 W chacun avec un $\cos\varphi = 0{,}76$ et 30 lampes de 100 W/220 V.

1° Calculer l'intensité dans une bobine secondaire du transformateur et son déphasage sur la tension.

2° Une bobine du primaire comporte 1000 spires et une bobine du secondaire 150 spires :

a) quelle est la chute de tension entre phases en charge normale?

b) en supposant un transformateur parfait, quel est le rapport des intensités en ligne $\frac{I_1}{I_2}$ que l'on gardera pour la suite du problème? Le comparer avec le rapport des tensions entre phases.

3° Un essai à vide de ce transformateur sous 1500 V au primaire donne une puissance absorbée $P_0 = 1500$ W. Les résistances mesurées entre phases du primaire et du secondaire sont respectivement $R_1 = 4\ \Omega$ et $R_2 = 0{,}12\ \Omega$. Calculer le rendement du transformateur lorsqu'il débite pour une charge donnée 38,5 A avec un $\cos\varphi = 0{,}8$.

4° Quelle devrait être l'intensité absorbée par l'atelier, sans changer le déphasage ni la tension, pour que le rendement soit maximum et calculer ce rendement maximum?

(Bac. F3 - Clermont-Ferrand 1969.)

8
CHAMPS MAGNÉTIQUES TOURNANTS

1. Rotations produites par un champ tournant.

1° Action d'un champ tournant sur une aiguille aimantée. — Faisons tourner un aimant en fer à cheval, avec un dispositif mécanique simple, et plaçons au-dessous une aiguille aimantée dont l'axe est placé dans un étrier (fig. 8.01) : l'aiguille tourne à la même fréquence de rotation que l'aimant, on dit qu'elle tourne au **synchronisme.** L'attraction mutuelle des pôles de noms contraires explique ce phénomène. Nous constatons un léger décalage du grand axe de l'aiguille par rapport à celui de l'aimant : ce décalage est indispensable pour qu'il y ait un couple moteur (fig. 8.02).

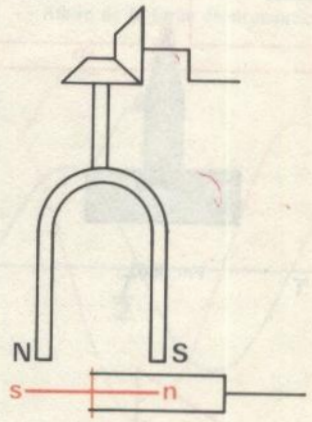


FIG. 8.01.

Ainsi, un champ magnétique invariable peut en tournant entraîner, à la même vitesse que lui, une aiguille aimantée, un aimant ou un électroaimant (alimenté en continu). Nous avons là le principe d'un moteur : **le moteur synchrone**[1].

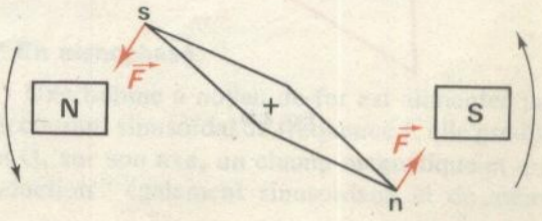


FIG. 8.02.

2° Action d'un champ tournant sur un disque métallique. — Remplaçons l'aiguille aimantée par un disque métallique en cuivre ou en aluminium

(1) Synchrone : qui a la même fréquence de rotation.

et pouvant tourner sur un pivot (fig. 8.03). La rotation de l'aimant produit celle du disque mais celui-ci tourne plus lentement : la rotation n'est plus synchrone mais asynchrone[1]. Justifions cette rotation.

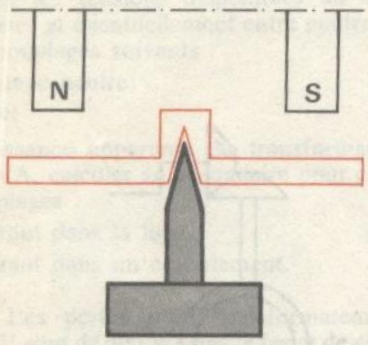


FIG. 8.03.

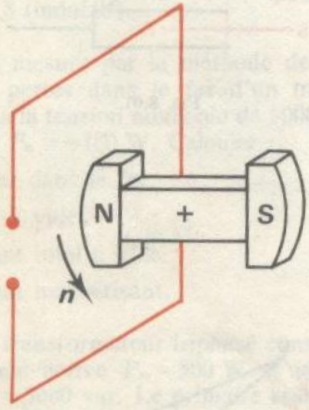


FIG. 8.04.

a) Supposons le disque immobile pendant la rotation de l'aimant : le champ tournant produit dans le disque des courants induits (dits de Foucault); ceux-ci doivent d'après la loi de Lenz s'opposer à la cause qui leur donne naissance, cette cause est le **déplacement relatif** de l'aimant par rapport au disque.

Comme les courants induits ne peuvent empêcher la rotation réelle de l'aimant, ils entraînent le disque dans une rotation qui diminue le déplacement relatif du champ.

b) Le disque peut-il tourner au synchronisme? S'il en était ainsi, il y aurait immobilité relative du disque par rapport au champ et suppression du phénomène qui est à l'origine des courants induits et de la rotation.

En conclusion, le disque tourne nécessairement à une fréquence de rotation **inférieure** à celle du champ magnétique.

c) Ainsi un champ tournant peut entraîner un disque conducteur à une fréquence inférieure à la sienne : nous avons là le principe du **moteur asynchrone.**

3° Conclusion. — Un champ tournant peut être produit par un aimant permanent, par un électroaimant alimenté en courant continu ou, comme nous allons le voir, par un enroulement alimenté en alternatif.

Quelle que soit son origine, un champ tournant peut être utilisé pour développer un couple moteur.

(1) Asynchrone : qui n'est pas synchrone.

2. Force électromotrice produite par un champ tournant.

1° Principe de la production. — Faisons tourner un aimant droit ou un électroaimant devant une spire unique fixe en position (fig. 8.04). Le flux qui entre par la face droite de la spire est alternatif et la force électromotrice induite $e = -\frac{d\psi}{dt}$ est alternative également (fig. 8.05).

Si l'aimant tourne à la fréquence de rotation n (tr/s), la fréquence de la f.é.m. est $f = n$ et sa pulsation $\omega = 2\pi f$ est égale à la vitesse angulaire $\Omega = 2\pi n$ (rad/s) de l'aimant. La période est $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{n}$.

Le système {champ tournant-spire fixe} est un générateur appelé « **alternateur** » ou « **générateur synchrone** ».

2° Propriétés. — Les machines industrielles sont conçues afin que leur f.é.m. soit sensiblement sinusoïdale, nous raisonnerons donc comme si la répartition spatiale de l'induction autour de l'électroaimant était sinusoïdale. Dans ces conditions, la rotation produit à travers la spire fixe un flux dont l'expression est une fonction sinusoïdale du temps :

$$\psi = \widehat{\phi} \cos \omega t.$$

La force électromotrice est aussi sinusoïdale :

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = +\omega \widehat{\phi} \sin \omega t = \omega \widehat{\phi} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

La f.é.m. est donc en quadrature arrière du flux (fig. 8.06).

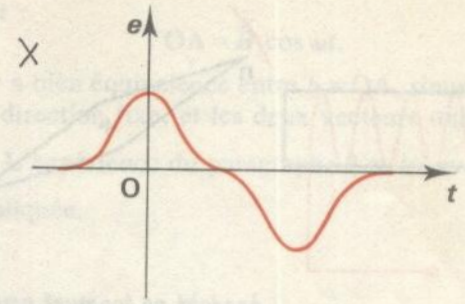


FIG. 8.05. — Allure de la force électromotrice obtenue.

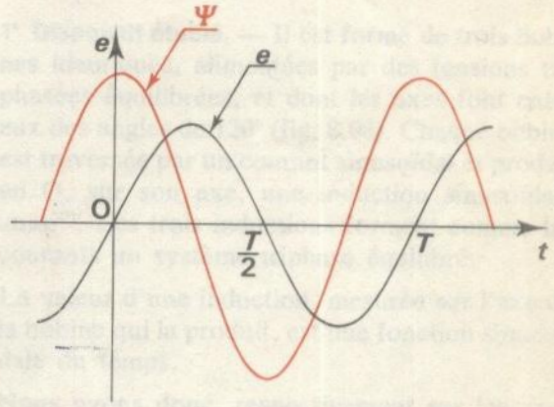


FIG. 8.06.

3. Champs tournants produits par des courants alternatifs.

1° En monophasé.

a) Une bobine à noyau de fer est alimentée par un courant sinusoïdal de fréquence f; elle produit en O, sur son axe, un champ magnétique et une induction[1] également sinusoïdaux et de même

(1) Nous supposons que b et h restent proportionnels (absence de saturation).

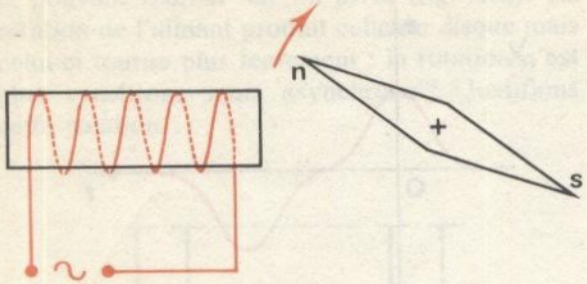


FIG. 8.07. — L'aiguille peut tourner après lancement.

fréquence. Plaçons une aiguille aimantée en regard du noyau (fig. 8.07) : elle vibre mais ne tourne pas d'elle-même. Si nous la lançons d'une chiquenaude très sèche, afin de lui donner une fréquence de rotation suffisante, elle continue à tourner de façon permanente dans le sens où elle a été lancée et ce à la fréquence de rotation $n = f$.

Un lancement en sens inverse conduit à un résultat semblable.

Nous pouvons en conclure que le champ alternatif produit par la bobine est équivalent à deux champs, tournant en sens inverse l'un de l'autre, à la fréquence n. L'aiguille au repos, également sollicitée par ces deux champs, ne pouvait donc tourner d'elle-même.

b) Un disque métallique reste également au repos si nous le plaçons en face de la bobine; lancé dans un sens, il continuera à tourner lentement. Ces deux systèmes donnent une image simpliste :

α) d'un moteur synchrone monophasé;

β) d'un moteur asynchrone monophasé.

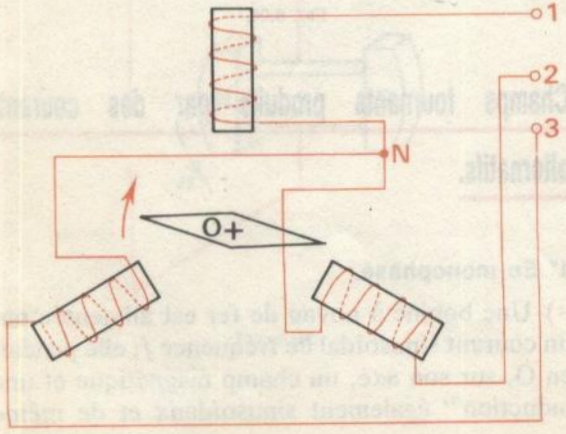


FIG. 8.08. — Avec du triphasé, l'aiguille tourne spontanément au synchronisme.

2° Triphasé. — Alimentons par des tensions triphasées équilibrées trois bobines identiques dont les axes sont à 120° l'un de l'autre (fig. 8.08).

a) Une aiguille aimantée placée en O se met à tourner spontanément et atteint une fréquence de rotation égale à la fréquence des tensions : $n = f$.

b) Un disque métallique tourne aussi de lui-même dans le même sens que l'aiguille mais à vitesse plus réduite.

c) Si nous permutons deux des trois fils d'alimentation, le sens de rotation **est toujours inversé quels que soient les deux fils choisis.**

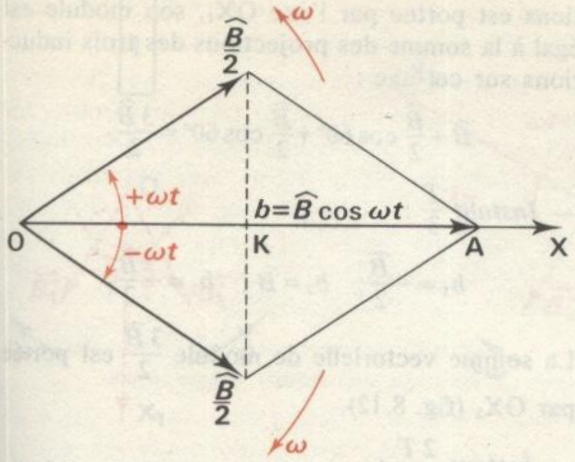


FIG. 8.09. — Théorème de Leblanc.

4. Théorème de Leblanc.

1° Énoncé. — Un champ magnétique produisant une induction sinusoïdale de direction fixe $b = \widehat{B}\cos\omega t$, est équivalent à deux champs tournant en sens inverse l'un de l'autre à la vitesse angulaire $\Omega = \omega$ et dont l'induction a une valeur constante $\frac{\widehat{B}}{2}$.

2° Démonstration. — Construisons de part et d'autre de l'axe $\overrightarrow{OX}$ deux vecteurs de module $\frac{\widehat{B}}{2}$ faisant avec OX des angles opposés $+\omega t$ et $-\omega t$ (fig. 8.09). Leur somme $\overrightarrow{OA}$ a toujours la direction OX quelle que soit la valeur prise par ωt. Calculons OA :

$$OA = 2 \cdot OK \quad \text{avec} \quad OK = \frac{\widehat{B}}{2}\cos\omega t,$$

soit :

$$OA = \widehat{B}\cos\omega t.$$

Il y a bien équivalence entre $b = OA$, sinusoïdale de direction fixe, et les deux vecteurs tournants $\frac{\widehat{B}}{2}$. L'expérience du paragraphe 3 se trouve ainsi expliquée.

5. Champ tournant en triphasé.

1° Dispositif étudié. — Il est formé de trois bobines identiques, alimentées par des tensions triphasées équilibrées, et dont les axes font entre eux des angles de 120° (fig. 8.08). Chaque bobine est traversée par un courant sinusoïdal et produit en O, sur son axe, une induction sinusoïdale aussi[1]. Les trois inductions forment comme les courants un système triphasé équilibré.

La valeur d'une induction, mesurée sur l'axe de la bobine qui la produit, est une fonction sinusoïdale du temps.

Nous avons donc, respectivement sur les axes $\overrightarrow{OX_1}$, $\overrightarrow{OX_2}$ et $\overrightarrow{OX_3}$:

$$b_1 = \widehat{B}\cos\omega t\,; \quad b_2 = \widehat{B}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$b_3 = \widehat{B}\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right);$$

avec $\widehat{B}$ pour valeur maximale commune (fig. 8.10).

2° — Considérons le système dans trois états particuliers correspondant aux instants $0\,; \frac{T}{3}\,; \frac{2T}{3}$, soit pour ωt les valeurs $0\,; \frac{2\pi}{3}\,; \frac{4\pi}{3}$.

(1) *La saturation est négligée.*

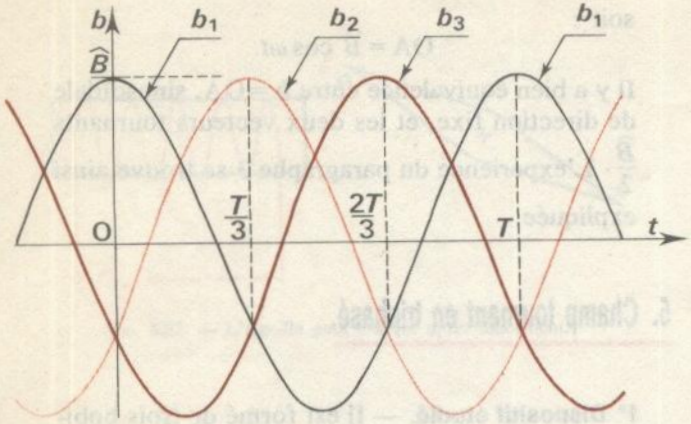


FIG. 8.10.

— *Instant zéro :* les valeurs prises par les cosinus donnent :

$$b_1 = \widehat{B}\,;\quad b_2 = -\frac{\widehat{B}}{2}\,;\quad b_3 = -\frac{\widehat{B}}{2}.$$

Portons ces valeurs sur leurs axes respectifs (fig. 8.11) : la somme vectorielle des trois inductions est portée par l'axe OX_1, son module est égal à la somme des projections des trois inductions sur cet axe :

$$\widehat{B} + \frac{\widehat{B}}{2}\cos 60° + \frac{\widehat{B}}{2}\cos 60° = \frac{3\widehat{B}}{2}.$$

— *Instant* $\frac{T}{3}$:

$$b_1 = -\frac{\widehat{B}}{2}\,;\quad b_2 = \widehat{B}\,;\quad b_3 = -\frac{\widehat{B}}{2}.$$

La somme vectorielle de module $\frac{3\widehat{B}}{2}$ est portée par OX_2 (fig. 8.12).

— *Instant* $\frac{2T}{3}$:

$$b_1 = -\frac{\widehat{B}}{2}\,;\quad b_2 = -\frac{\widehat{B}}{2}\,;\quad b_3 = \widehat{B}.$$

La somme vectorielle de module $\frac{3\widehat{B}}{2}$ est portée par OX_3 (fig. 8.13).

Ainsi, dans ces trois états particuliers, nous constatons que les trois inductions sinusoïdales ont une somme vectorielle de module invariable mais

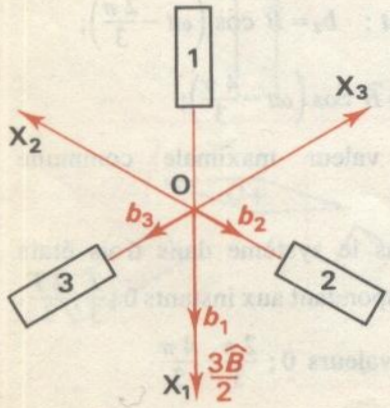


FIG. 8.11. — Instant zéro.

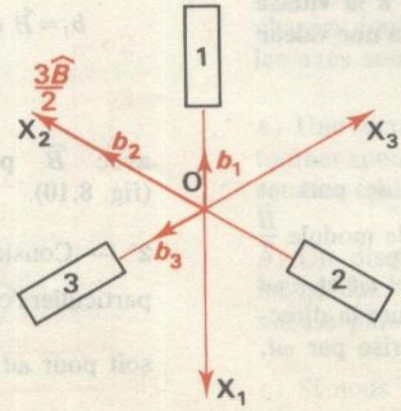


FIG. 8.12. — Instant $\frac{T}{3}$.

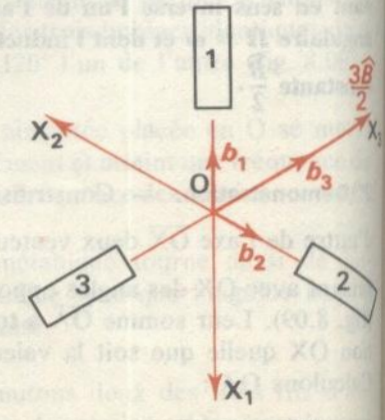


FIG. 8.13. — Instant $\frac{2T}{3}$.

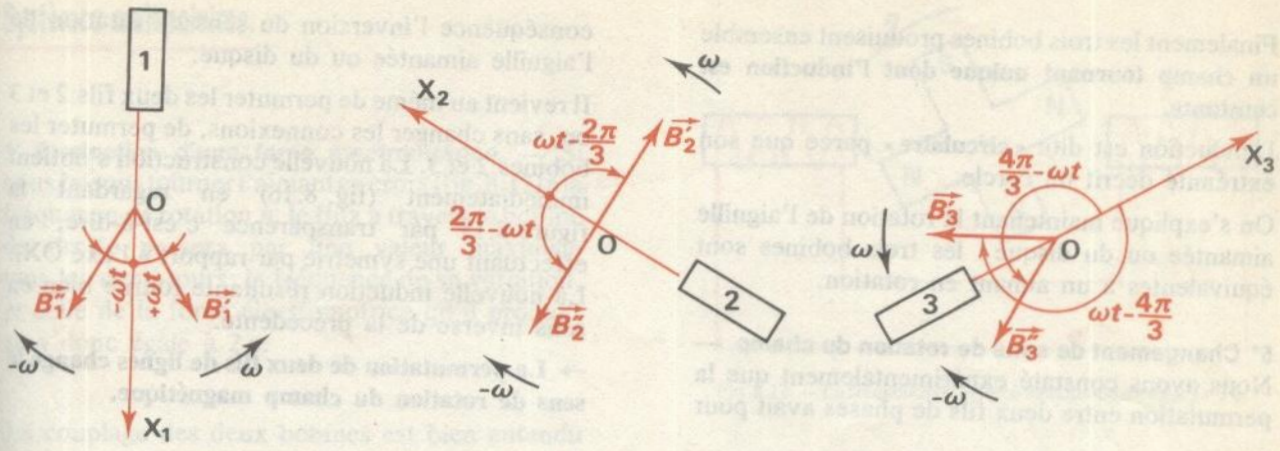


FIG. 8.14. — Application du théorème de Leblanc à chacune des trois phases (par rapport aux figures 11, 12, 13, l'échelle des inductions a été doublée).

dont la direction varie. Nous allons confirmer ce résultat en appliquant le théorème de Leblanc à un instant quelconque « t ». Pour la clarté des constructions, nous effectuerons celles-ci à l'instant $t_0 = \frac{T}{12}$ soit $\omega t = \frac{\pi}{6}$ (30°).

3° Décomposition en inductions tournantes (fig. 8.14).

a) Phase 1. — Les deux vecteurs $\overrightarrow{B'_1}$ et $\overrightarrow{B''_1}$, de même module $\frac{\widehat{B}}{2}$, font avec OX_1 des angles $+\omega t$ et $-\omega t$ soit $+30°$ et $-30°$ pour la valeur choisie.

b) Phase 2. — Les deux vecteurs $\overrightarrow{B'_2}$ et $\overrightarrow{B''_2}$, de même module $\frac{\widehat{B}}{2}$, font avec l'axe OX_2 des angles $+\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$ et $-\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \left(\frac{2\pi}{3} - \omega t\right)$ soit $-90°$ et $+90°$. **Attention** ces valeurs sont évidemment mesurées à partir de OX_2.

c) Phase 3. — Les deux vecteurs $\overrightarrow{B'_3}$ et $\overrightarrow{B''_3}$, de même module $\frac{\widehat{B}}{2}$, font avec l'axe OX_3 des angles $+\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$ et $-\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = \left(\frac{4\pi}{3} - \omega t\right)$ soit $-210°$ et $+210°$.

4° Composition des six vecteurs tournants. — La superposition des trois parties de la figure 8.14 donne (fig. 8.15) :

a) Trois vecteurs $\overrightarrow{B'_1}$, $\overrightarrow{B'_2}$, $\overrightarrow{B'_3}$ tournant dans le sens trigonométrique, *ayant même module et* déphasés de 120° l'un par rapport à l'autre, nous savons que leur somme vectorielle est nulle.

b) Trois vecteurs $\overrightarrow{B''_1}$, $\overrightarrow{B''_2}$, $\overrightarrow{B''_3}$ tournant dans le sens horaire, de même module, de même direction et de *même sens : leur somme vectorielle* est : $\frac{3\widehat{B}}{2}$.

Finalement les trois bobines produisent ensemble **un champ tournant unique dont l'induction est constante.**

L'induction est dite « **circulaire** » parce que son extrémité décrit un cercle.

On s'explique maintenant la rotation de l'aiguille aimantée ou du disque : les trois bobines sont équivalentes à un aimant en rotation.

5° Changement de sens de rotation du champ. — Nous avons constaté expérimentalement que la permutation entre deux fils de phases avait pour conséquence l'inversion du sens de rotation de l'aiguille aimantée ou du disque.

Il revient au même de permuter les deux fils 2 et 3 ou, sans changer les connexions, de permuter les bobines 2 et 3. La nouvelle construction s'obtient immédiatement (fig. 8.16) en regardant la figure 8.15 par transparence c'est-à-dire, en effectuant une symétrie par rapport à l'axe OX_1. La nouvelle induction résultante tourne bien en sens inverse de la précédente.

→ **La permutation de deux fils de lignes change le sens de rotation du champ magnétique.**

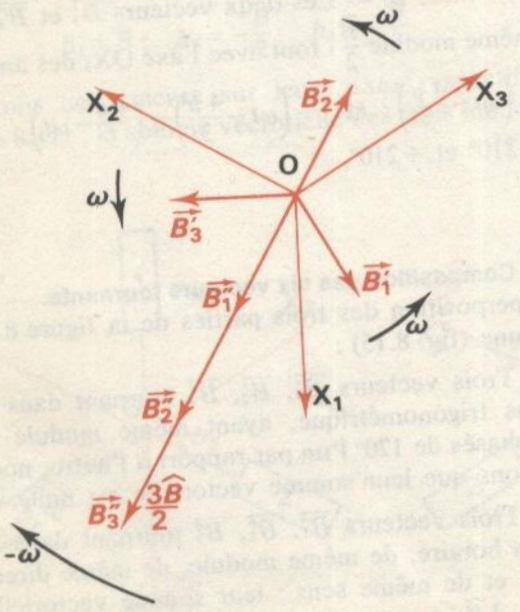


FIG. 8.15. — Induction tournante unique produite par des courants triphasés.

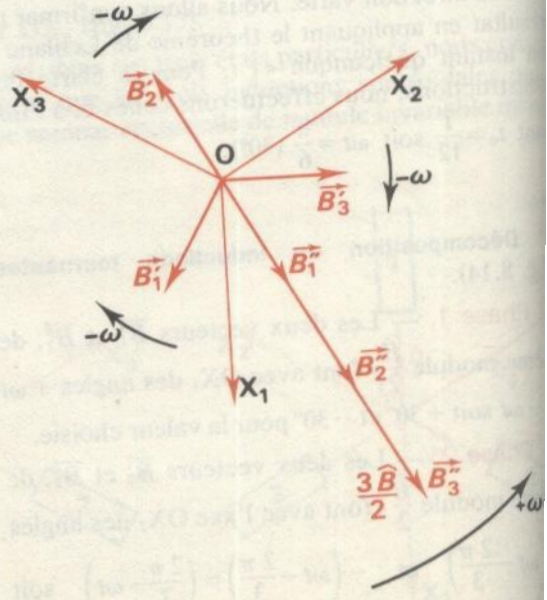


FIG. 8.16. — Après permutation des fils de phase 2 et 3.

6. Systèmes multipolaires.

1° Production d'une force électromotrice. — Si nous faisons tourner l'aimant en croix (fig. 8.17) à la fréquence de rotation n, le flux à travers la bobine de droite passera par une valeur maximale tous les demi-tours; la fréquence de sa variation, et celle de la force électromotrice qu'il produit, sera donc égale à $2n$.

Le couplage des deux bobines est bien entendu tel que les forces électromotrices s'ajoutent à chaque instant.

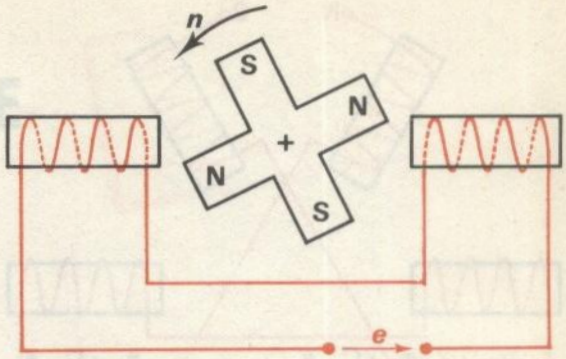


FIG. 8.17. — La fréquence de la force électromotrice e est $f = 2n$.

2° Production d'un couple moteur. — Si nous alimentons une seule des deux bobines avec un courant de fréquence f, quand l'induction produite passe par la valeur $+\widehat{B}$, la face interne du noyau de fer est un pôle nord, elle attire donc un pôle sud du croisillon; à l'opposé quand l'induction a la valeur $-\widehat{B}$, c'est un pôle nord qui est attiré. Si nous lançons le croisillon à la fréquence de rotation $n = \frac{f}{2}$, le défilé de ses pôles en regard de la face interne de la bobine aura la même fréquence que l'induction produite par le courant et la rotation pourra se poursuivre à la fréquence :

$$n = \frac{f}{2}.$$

En alimentant la deuxième bobine de façon qu'il y ait des pôles identiques sur les deux faces internes, nous augmentons le couple moteur et améliorons le fonctionnement mais sans modifier la fréquence n (fig. 8.18).

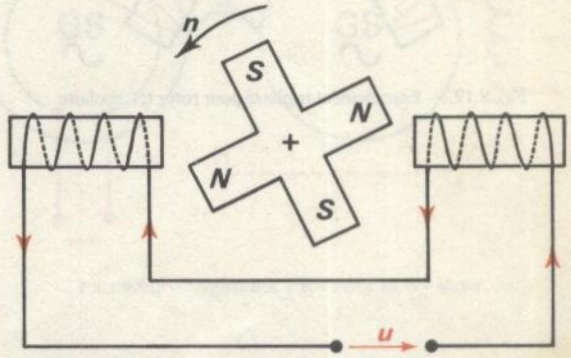


FIG. 8.18. — Le courant provoque une rotation à la fréquence $n = \frac{f}{2}$.

3° Généralisation. — Si la partie tournante comporte un nombre de paires de pôles égal à p ($2p$ pôles), selon le mode de fonctionnement nous aurons :

— *production de force électromotrice :* sa fréquence sera égale à p fois n;

— *création d'un couple moteur :* la fréquence de rotation n sera égale à la fréquence des courants divisée par p.

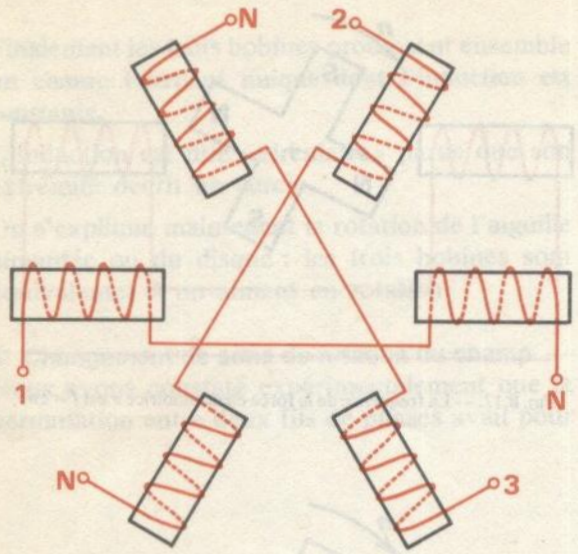


FIG. 8.19. — Enroulement triphasé pour rotor tétrapolaire.

Conclusion : dans les deux modes de fonctionnement, moteur et générateur, nous avons la relation :

$$\boxed{f = pn}$$

$\begin{cases} n \text{ en tours par seconde} \\ p \text{ nombre de paires de pôles} \\ f \text{ en hertz} \end{cases}$

4° Cas du triphasé. — La disposition et les branchements deux à deux des six bobines (fig. 8.19) se déduit du montage monophasé.

a) Si l'aimant tétrapolaire tourne à la fréquence de rotation n, il induit dans les trois paires de bobines des forces électromotrices triphasées de fréquence $f = 2n$.

b) Si les bobines sont alimentées par des courants triphasés de fréquence f, elles produisent un couple moteur et l'aimant tourne spontanément à la fréquence de rotation $n = \frac{f}{2}$ du champ tournant.

c) Généralisation : avec un électroaimant à $2p$ pôles et un enroulement comportant p bobines par phase, la relation entre f et n est la même qu'en monophasé et ce quel que soit le mode de fonctionnement.

9
ORGANISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE-ALTERNATEUR

المدرسة العليا للأساتذة
التعليم التقني بالرباط

1. Théorie.

1° Principe.

a) Nous l'avons donné au chapitre précédent. Un aimant permanent ou un électroaimant tourne en regard d'une spire. Le flux qui traverse celle-ci est alternatif et une force électromotrice $e = -\frac{d\psi}{dt}$ y est induite.

La fréquence f de la force électromotrice est égale à la fréquence n de rotation de l'aimant bipolaire :

$$f = n.$$

b) Si l'électroaimant comporte $2p$ pôles et tourne à n (tr/s), la fréquence de la f.é.m. est égale à p fois n :

(1) $\boxed{f = pn}$ $\begin{cases} n \text{ tours par seconde} \\ p \text{ nombre de paires de pôles} \\ f \text{ hertz} \end{cases}$

La vitesse angulaire de l'électroaimant est $\Omega = 2\pi n$ (rad/s), la pulsation de la f.é.m. est : $\omega = 2\pi f$ (rad/s); nous avons donc aussi la relation :

(2) $\boxed{\omega = p\Omega}$

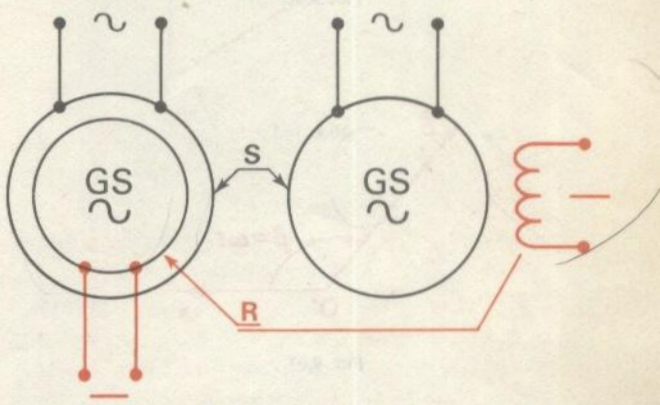


FIG. 9.01. — Symboles : R = rotor et S = stator.

2° — La machine ainsi constituée est appelée **alternateur** ou **générateur synchrone;** dans les schémas il est représenté par l'un ou l'autre des deux symboles de la figure 9.01. L'aimant ou l'électroaimant tournant est le **rotor** ou **inducteur,** la spire ou la bobine fixe est le **stator** ou **induit.**

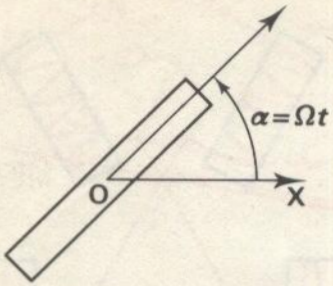


FIG. 9.02.

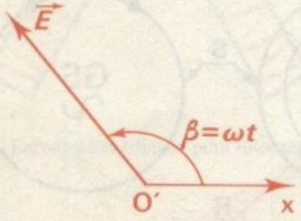


FIG. 9.03.

3° Angle électrique.

a) Au cours du fonctionnement d'un alternateur deux phénomènes périodiques coexistent :

— l'un mécanique : la rotation du rotor;

— l'autre électrique : la force électromotrice induite.

b) La position du rotor est repérée par un angle mécanique (ou géométrique) mesuré à partir de l'axe OX (fig. 9.02); cet angle est :

$$\alpha = \Omega t.$$

c) La position du vecteur (de Fresnel) f.é.m. $\vec{E}$ est repérée par un angle électrique (appelé phase) mesuré à partir de O'*x* (fig. 9.03); cet angle est :

$$\beta = \omega t.$$

d) Si le rotor est bipolaire, les deux phénomènes ont même fréquence et $\omega = \Omega$ d'où :

$$\beta = \alpha.$$

e) Si le rotor est multipolaire, à la relation $\omega = p\Omega$ correspond :

$$\beta = p\alpha.$$

→ L'angle électrique s'obtient en multipliant l'angle réel par le nombre de paires de pôles.

f) Entre deux pôles consécutifs, l'angle réel α_1 est appelé **pas polaire;** sa valeur réelle est :

$$\alpha_1 = \frac{2\pi}{2p} = \frac{\pi}{p}.$$

Sa valeur électrique est :

$$\beta_1 = p \times \alpha_1 = \pi.$$

Cet angle électrique correspond bien à une demi-période du phénomène électrique.

g) Entre deux pôles consécutifs de même nom, l'angle réel est le double pas polaire : $2\alpha_1 = \frac{2\pi}{p}$;

l'angle électrique est :

$$2\beta_1 = p \times 2\alpha_1 = 2\pi.$$

4° Force électromotrice. — Le flux qui traverse une spire provient des pôles du rotor; il est donc alternatif puisque celui-ci tourne. La valeur maximale de ce flux est égale à la totalité du flux produit par un pôle et est obtenue quand les deux axes — du pôle et de la spire — coïncident (fig. 9.04); nous notons $\widehat{\Phi}$ ce maximum.

Nous supposons que le flux instantané ψ à travers la spire est une fonction sinusoïdale du temps de pulsation ω :

$$\psi = \widehat{\phi} \cos \omega t.$$

La force électromotrice induite est donc :

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = \omega \widehat{\phi} \sin \omega t.$$

Sa valeur maximale est : $\widehat{E} = \omega \widehat{\Phi}$ et sa valeur efficace ($\omega = 2\pi f$) :

$$E = \frac{\widehat{E}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f \widehat{\Phi}}{\sqrt{2}} = 4{,}44\, f\widehat{\Phi}$$

$$\boldsymbol{E = 4{,}44\, f\widehat{\Phi}}$$

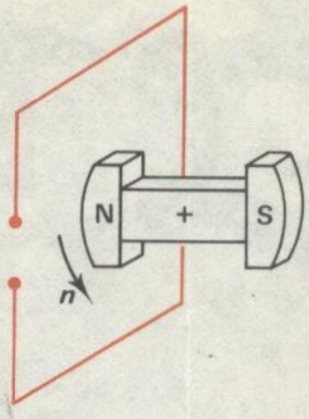


FIG. 9.04.

2. Description.

1° Choix. — Dans la machine à courant continu (chap. 19) l'induit est nécessairement tournant à cause du collecteur, cette obligation n'existe pas pour l'alternateur.

Les tension et courant de l'induit étant souvent très élevés, on préfère que ce dernier soit fixe et que l'inducteur soit tournant :

STATOR = INDUIT ROTOR = INDUCTEUR

Il est bien entendu que la disposition inverse reste possible, elle est d'ailleurs parfois réalisée.

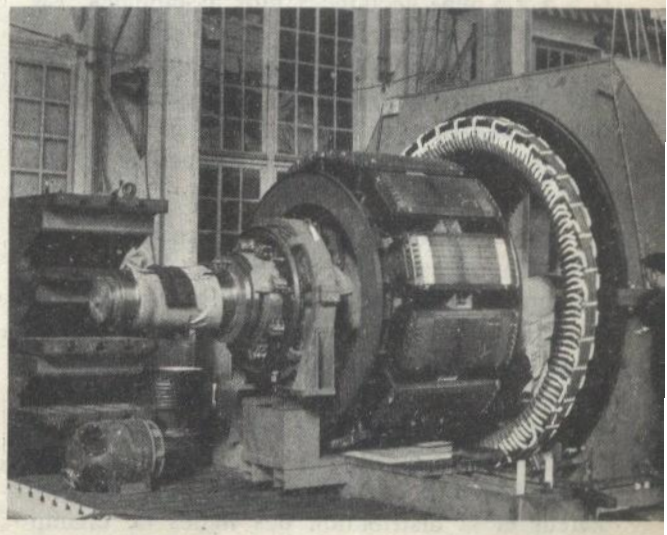


FIG. 9.05. — Alternateur à douze pôles dont le rotor est sorti.

FIG. 9.07. — Tôle de pôle saillant.

FIG. 9.06. — Tôle de roue polaire.

2° Alternateur à pôles saillants.

a) Rotor. — C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés **en continu** par l'intermédiaire de balais frottants sur deux bagues (visibles en avant du rotor sur la fig. 9.05). La partie tournante étant traversée par un flux constant il n'est pas nécessaire (sauf en monophasé) de la feuilleter. Pour des raisons économiques elle est constituée de tôles épaisses (1,5 à 2,5 mm) découpées puis assemblées. La figure 9.06 est une tôle de « **roue polaire** » sur laquelle viendront s'encastrer six tôles de pôle (fig. 9.07). Les enroulements sont placés autour des **noyaux polaires.** Le nombre de pôles est toujours **pair,** il varie suivant la machine et son utilisation.

b) Stator. — Soumis à un flux tournant, il est le siège d'hystérésis et de courants de Foucault, il est donc **toujours feuilleté.** Selon ses dimensions, les tôles sont d'un seul morceau ou au contraire formées de segments qui assemblés reconstituent une couronne (fig. 9.08). Les encoches dans lesquelles viennent se loger les conducteurs induits sont découpées à la presse. La figure 9.09 schématise la constitution d'un alternateur et la distribution des lignes de champ magnétique.

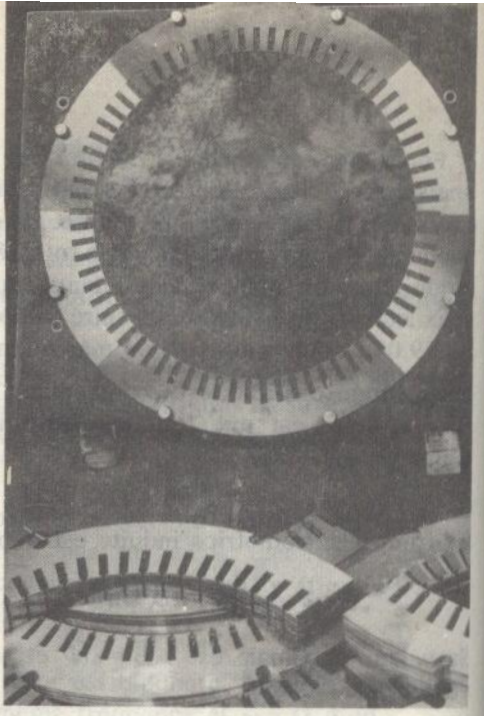


FIG. 9.08. — Tôles de stator.

c) Utilisation. — La puissance d'un alternateur à pôles saillants va de quelques kVA à 240 000 kVA.

La principale utilisation des alternateurs à pôles saillants est la production d'énergie électrique pour le réseau national, ce sont eux qui se trouvent dans les centrales hydrauliques, leur axe est alors le plus souvent vertical (fig. 9.10). Leur fréquence de rotation varie selon la centrale : basse ou haute chute. Sur le réseau français la fréquence est $f = 50$ Hz, on a donc[1] :

$$50 = pn \quad \text{avec } n \text{ en tours par seconde}$$

et

$$3000 = pn^* \quad \text{avec } n^* \text{ en tours par minute.}$$

Nous donnons le tableau de correspondance entre p et n^*, attention le nombre de pôles est $2p$ (et non p).

(1) Quand il y a risque de confusion, nous mettons un astérisque (n^*) pour les fréquences de rotation exprimées en tr/min.

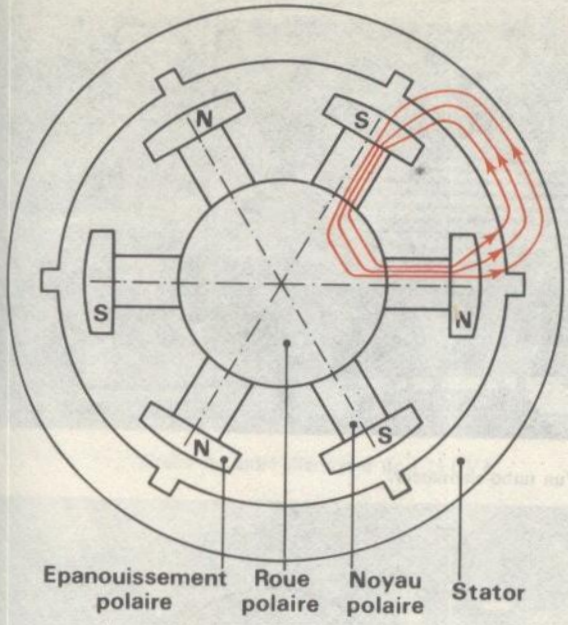


FIG. 9.09. — Dessin simplifié d'un alternateur à six pôles.

FIG. 9.10. — Mise en place d'un alternateur à 72 pôles.

p	n^* (tr/min)
1	3000
2	1500
3	1000
4	750
5	600
6	500
7	428
8	375
10	300
12	250
16	188
18	167
20	150
24	125
32	94
36	83
40	75

Les vitesses normalisées sont en noir, elles ne sont pas toujours respectées pour les alternateurs anciens (valeurs en rouge).

De nombreux alternateurs de faible puissance (jusqu'à 1000 kVA) sont utilisés par des entreprises publiques ou privées pour leur propre usage et sont entraînés soit par de petites chutes d'eau soit par des moteurs diesel (navires, hôpitaux, grands magasins, papeteries, filatures, grandes administrations, etc.).

Notons que sur les navires de la marine nationale française la fréquence est **60 Hz** (comme aux U.S.A.) et que sur les avions elle est de **400 Hz.**

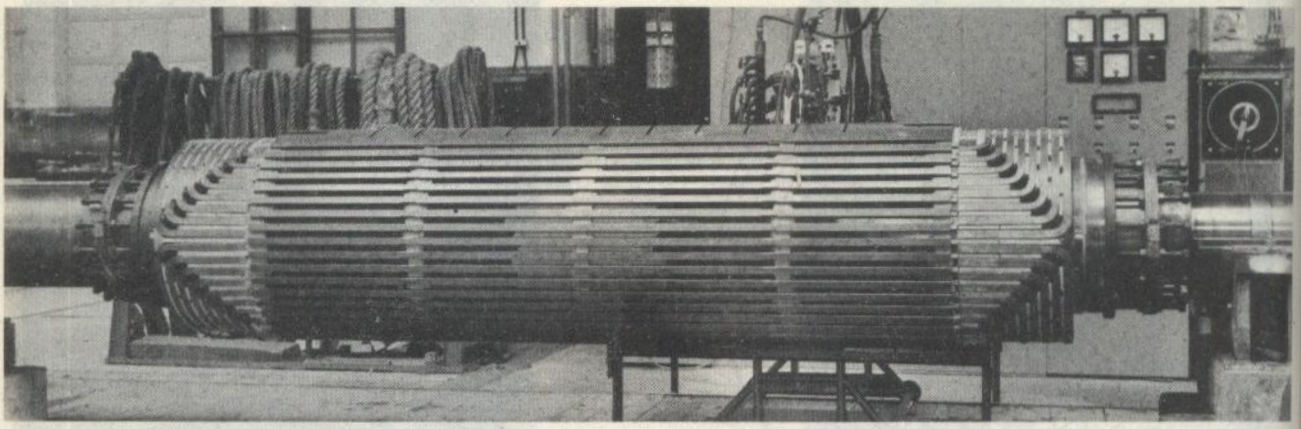


FIG. 9.11. *a*. — Rotor bipolaire d'un turbo-alternateur.

3° Turbo-alternateur.

a) Rotor. — Le rotor est « **lisse** », c'est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles (fig. 9.11 *a* et 9.11 *b*) et plus rarement quatre. Sa fréquence de rotation est donc, en France, de 3000 tr/min ou de 1500.

L'inertie centrifuge devra être compensée par un **solide frettage.** Calculons à titre documentaire la force « centrifuge » qui s'exerce sur un kilogramme de cuivre placé sur le rotor. Soient $n^* = 3000$ tr/min et $R = 0{,}5$ m (1 m de diamètre) :

$$\Omega = \frac{2\pi n^*}{60} = 100\,\pi$$

et

$$F = m\Omega^2 R = 1 \times (100\,\pi)^2 \times 0{,}5 \approx 50\,000 \text{ N}$$

soit 5000 fois le poids du kilogramme!

b) Stator. — Il est électriquement identique à celui de l'alternateur à pôles saillants mais à puissance égale, son diamètre est plus petit et sa longueur plus grande.

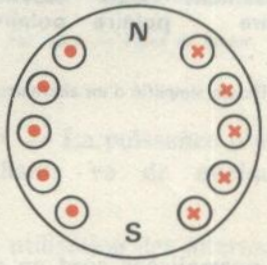
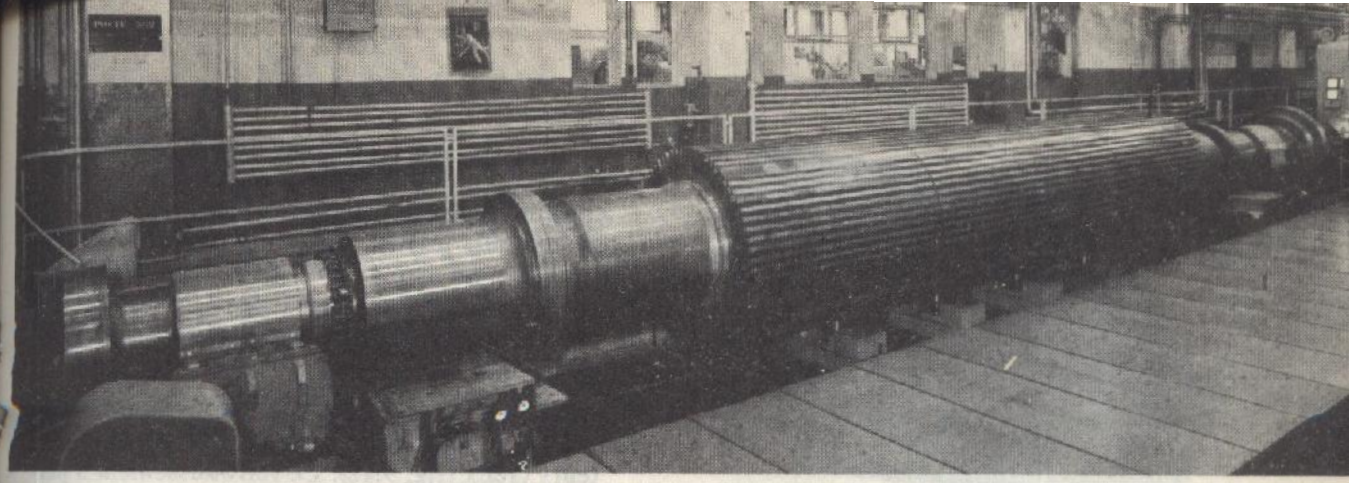
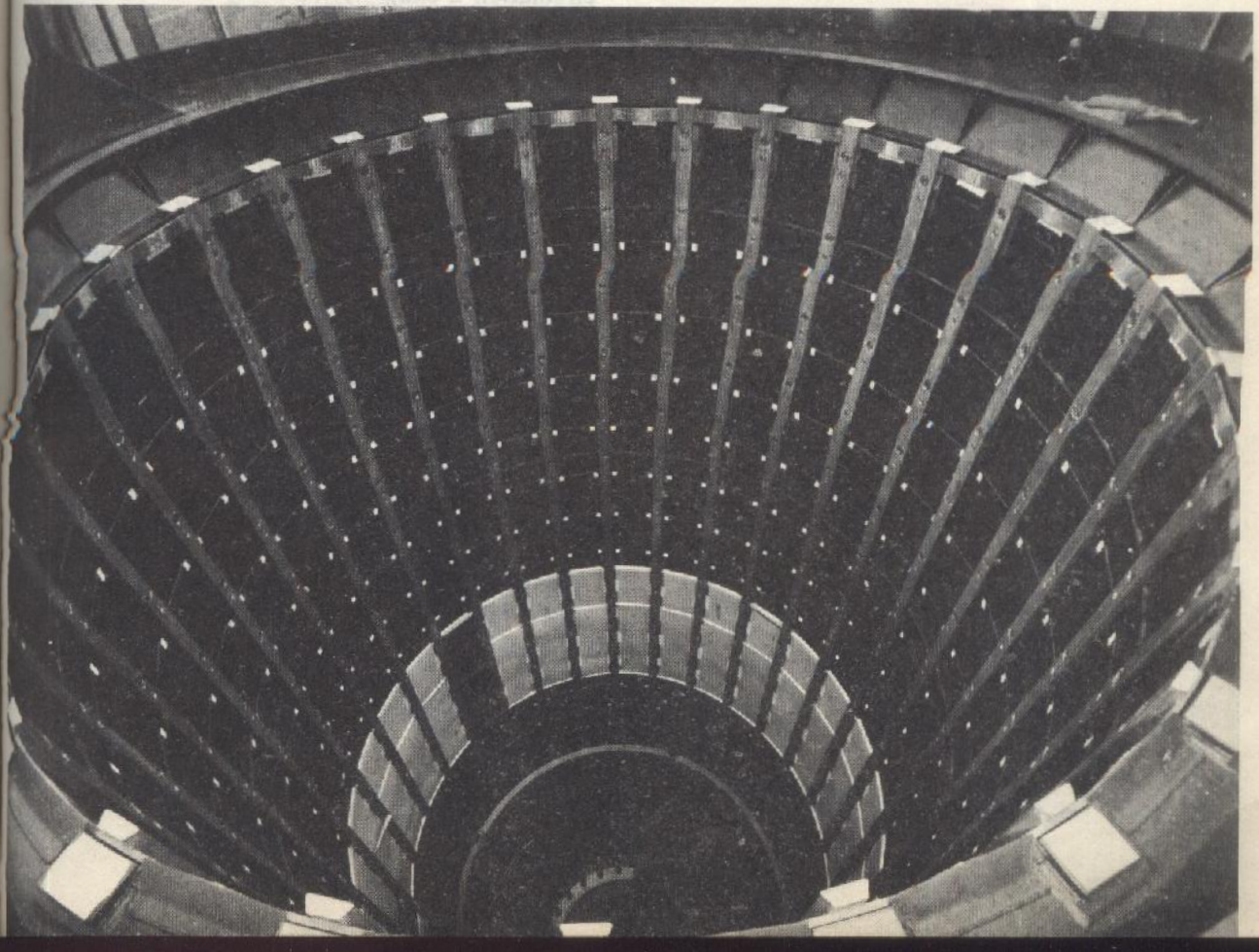


FIG. 9.11. *b*. — Schématisation du rotor 11.*a*.



Rotor du turbo-alternateur de 1,25 GVA construit en France par la C.E.M. pour la centrale de Forked-River (U.S.A.).
(Longueur 17 m; diamètre 1,75 m; masse 200 t.)

Stator du turbo-alternateur de 1,25 GVA.



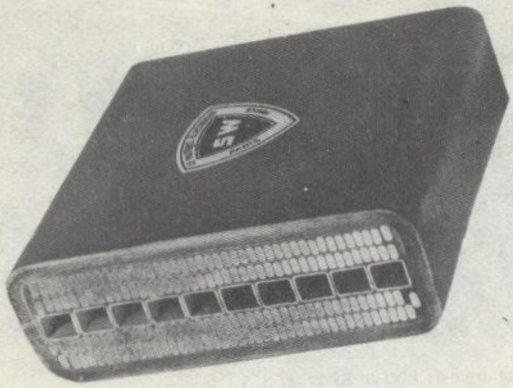


FIG. 9.12. — Coupe d'un conducteur creux refroidi à l'hydrogène.

c) Usage. — *Le turbo-alternateur est l'alternateur de centrale thermique ou nucléaire*, il est entraîné par une turbine à vapeur. Sa puissance est toujours grande, au moins 50 000 kVA[1]. Le plus gros qui ait été construit en France (1975) a une puissance apparente de 1,25 GVA soit 1 250 000 kVA. (Photographies hors-texte page précédente.)

Les machines les plus récentes sont refroidies par de l'hydrogène qui circule dans les conducteurs creux (fig. 9.12). Ce refroidissement a permis, sans augmenter le volume, de tripler la puissance.

D'autres alternateurs sont refroidis grâce à une circulation d'eau.

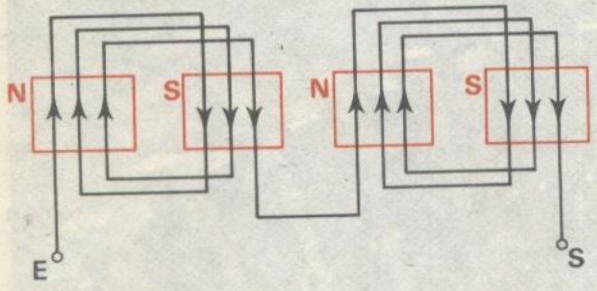


FIG. 9.13. — Enroulement monophasé d'un alternateur à quatre pôles.

3. Enroulement monophasé.

1° — La plupart des alternateurs (mêmes petits) sont triphasés. Nous étudions d'abord l'enroulement monophasé parce qu'il est plus simple. A l'intérieur d'une même spire les f.é.m. induites s'ajoutent et les différentes spires sont mises en série : tous les conducteurs sont finalement en série (fig. 9.13).

2° Force électromotrice théorique. — Deux conducteurs d'une même spire occupent au même instant la même position par rapport à deux pôles consécutifs; compte tenu du couplage, les deux f.é.m. s'ajoutent arithmétiquement parce que en phase. Si nous admettons que les différentes spires sont superposées, donc que tous les conducteurs d'un même pôle sont dans la

(1) Pour les alternateurs construits après 1945.

même encoche, la valeur efficace de la f.é.m. totale est la somme arithmétique des valeurs efficaces. Soit N le nombre total de conducteurs, il y a $\frac{N}{2}$ spires et :

$$E = 4{,}44\, f\widehat{\Phi}\frac{N}{2} = 2{,}22\, Nf\widehat{\Phi}$$

$$\boxed{E = 2{,}22\, Nf\widehat{\Phi}} \quad \begin{cases} f & \text{en hertz} \\ \widehat{\Phi} & \text{en webers} \\ E & \text{en volts} \end{cases}$$

Il est possible de remplacer f par pn pour trouver :

$$E = 2{,}22\, pNn\widehat{\Phi}.$$

Rappelons que $\widehat{\Phi}$ est le flux total sous un pôle.

3° Force électromotrice réelle.

a) Facteur de distribution. — Les conducteurs placés sous un même pôle sont dans des encoches différentes et leurs forces électromotrices sont déphasées l'une par rapport à l'autre. La valeur efficace de la f.é.m. résultante n'est plus la somme arithmétique Σe mais le module de la somme vectorielle $\vec{E}$ (fig. 9.14). Le rapport de la valeur obtenue à la somme arithmétique est le coefficient de distribution K_D :

$$K_D = \frac{E}{\Sigma e} < 1$$

Par exemple (fig. 9.14) pour trois encoches régulièrement réparties, l'angle α de déphasage entre deux f.é.m. consécutives est 60°, les trois valeurs e correspondent aux côtés d'un demi-hexagone et la résultante est le diamètre $2e$ du cercle circonscrit :

$$E = 2e \quad \text{et} \quad \Sigma e = 3e \quad \Rightarrow \quad K_D = \frac{2}{3}.$$

b) Facteur de forme. — Nous avons établi la formule $E = 4{,}44\, f\widehat{\Phi}$ pour une spire en supposant que le flux y variait sinusoïdalement, **ce n'est pas le cas même avec un alternateur réel.** L'allure de l'induction dans l'entrefer (fig. 9.15) conduit à une valeur efficace E plus grande que $\frac{\widehat{E}}{\sqrt{2}}$, il faut donc multiplier la f.é.m. théorique par un facteur de forme K_F plus grand que 1 :

$$E = K_F \times \frac{\widehat{E}}{\sqrt{2}}.$$

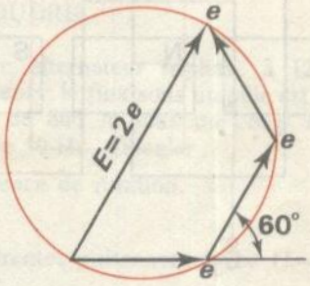


FIG. 9.14. — Force électromotrice résultante.

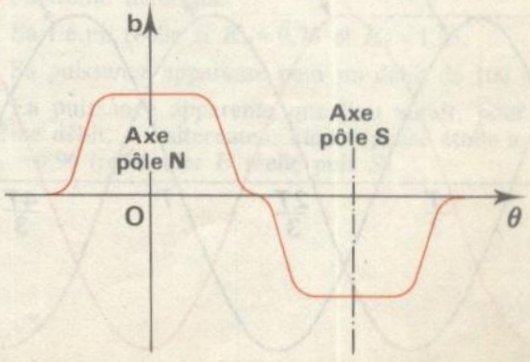


FIG. 9.15. — Allure de l'induction dans l'entrefer.

c) f.é.m. réelle. — Finalement :

$$E = 2{,}22\, K_D K_F N f \widehat{\Phi}$$

Le produit $K = 2{,}22\, K_D K_F$ est appelé **coefficient de Kapp,** il doit être calculé pour chaque alternateur. Notons cependant que, pour un alternateur triphasé, $K_D < 1$ et $K_F > 1$ ont un produit **voisin de l'unité** et la f.é.m. réelle ne diffère de la théorique que de quelques pour cent.

$$E = KNf\widehat{\Phi}$$

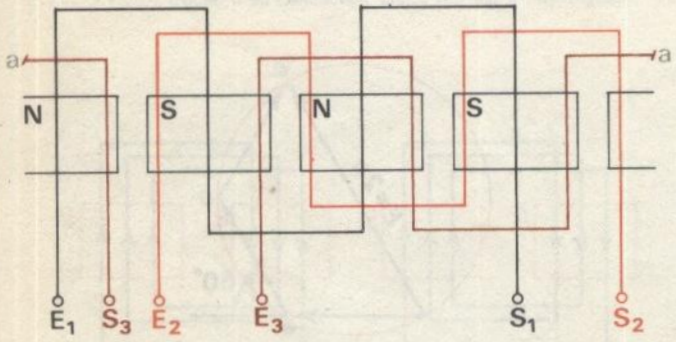


FIG. 9.16. — Enroulement triphasé : E = entrée, S = sortie.

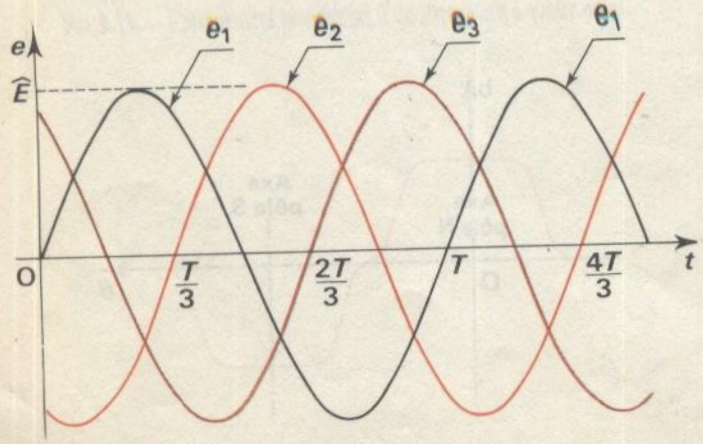


FIG. 9.17. — Forces électromotrices triphasées.

4. Enroulement triphasé.

1° Constitution. — Trois enroulements monophasés identiques sont décalés (fig. 9.16) **d'un tiers** de l'intervalle compris entre deux pôles consécutifs de même nom (double pas polaire).

Les f.é.m. induites dans ces enroulements sont donc déphasées l'une par rapport à l'autre d'un tiers de période (fig. 9.17). L'alternateur est ainsi équivalent à trois alternateurs monophasés identiques que l'on couple soit en étoile (presque toujours) soit en triangle (rarement).

2° Formules.

a) Force électromotrice. — Chaque f.é.m. se calcule comme en monophasé (N étant le nombre de conducteurs **par phase**), si le couplage est triangle, la f.é.m. entre phases est celle d'un enroulement; en étoile il faut multiplier la f.é.m. simple par $\sqrt{3}$:

$$E = E_s \sqrt{3}.$$

b) Puissance. — En monophasé la puissance apparente est $S = UI$, en triphasé c'est :

$$S = UI\sqrt{3};$$

I étant toujours le courant en ligne.

3° Intérêt de l'alternateur triphasé. — Le coefficient de distribution est plus élevé qu'en monophasé : environ 0,96 au lieu de 0,65 à 0,75; pratiquement pour une machine de même poids, on tirera presque 50% de puissance en plus si elle est triphasée.

Exercices

9.01. — Calculer la fréquence de rotation d'un alternateur 400 Hz à 8 pôles.

9.02. — Un alternateur tourne à 500 tr/min, calculer son nombre de pôles pour $f = 50$ Hz et pour $f = 60$ Hz.

9.03. — Calculer la f.é.m. théorique d'un alternateur pour $f = 50$ Hz, $\widehat{\Phi} = 0{,}1$ Wb et $N = 250$.

9.04. — Calculer la puissance apparente d'un alternateur triphasé : $U = 5000$ V et $I = 3000$ A.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

9.05. — Un alternateur triphasé étoile a une tension (entre phases) $U = 660$ V et débite un courant de 500 A sous un $\cos\varphi = 0{,}8$ à la fréquence $f = 50$ Hz.

1° Calculer les puissances apparente, active et réactive.

2° Sachant que l'induit comporte 372 conducteurs et que le flux sous un pôle est de 0,027 Wb. Calculer le coefficient de Kapp en admettant que $E = U$.

Solution

1°
$S = UI\sqrt{3} = 660 \times 500\sqrt{3} = 572\,000$ VA $= 572$ kVA,
$P = S\cos\varphi = 572 \times 0{,}8 = 457{,}6$ kW,
$Q = S\sin\varphi = 572 \times 0{,}6 = 343{,}2$ kvar ($\sin\varphi = 0{,}6$).

2° F.é.m. théorique :

a) pour un enroulement :

$$E_s = 2{,}22\, Nf\widehat{\Phi};$$

par phase :

$$N = \frac{372}{3} = 124 \text{ conducteurs};$$

$$E_s = 2{,}22 \times 124 \times 50 \times 0{,}027 = 371{,}5 \text{ V};$$

b) entre phases :

$$E = E_s\sqrt{3} = 371{,}5 \times 1{,}732 = 644 \text{ V}.$$

Coefficient de Kapp :

$$K = 2{,}22 \times \frac{660}{644} = 2{,}28.$$

II. A RÉSOUDRE.

9.06. — Un alternateur triphasé à 12 pôles porte 600 conducteurs; le flux sous un pôle est 0,15 Wb. Le débit étant de 800 A sous un $\cos\varphi$ de 0,85 à la fréquence de 50 Hz. Calculer :

1° La fréquence de rotation.

2° La f.é.m.

3° Les différentes puissances (avec $U = E$).

9.07. — Un alternateur monophasé a les caractéristiques suivantes : $N = 180$, $\widehat{\Phi} = 0{,}05$ Wb, 6 pôles, $f = 50$ Hz. Calculer (en admettant que $E = U$) :

1° Sa fréquence de rotation.

2° Sa f.é.m. théorique.

3° Sa f.é.m. réelle si $K_D = 0{,}75$ et $K_F = 1{,}05$.

4° Sa puissance apparente pour un débit de 100 A.

5° La puissance apparente que l'on aurait, pour le même débit, si l'alternateur était triphasé étoile avec $K_D = 0{,}96$ (recalculer E réelle puis S).

10
FONCTIONNEMENT DE L'ALTERNATEUR

1. Paramètres de fonctionnement.

1° Inventaire. — Les grandeurs de fonctionnement d'un alternateur sont les mêmes que ceux d'une machine à courant continu[1] :

— la fréquence de rotation n;

— le courant d'excitation ou courant inducteur J;

— la tension aux bornes de l'induit U;

— le courant débité : seule différence avec le continu, en alternatif le courant débité introduit deux paramètres : **sa valeur efficace** I et **son déphasage** φ sur la tension.

Nous avons donc cinq paramètres mais l'un d'eux, la fréquence de rotation (qui conditionne la fréquence du courant), sera toujours constant dans notre étude. L'état d'un alternateur est donc fixé par le point de fonctionnement :

$$A \equiv \{n, J, U, I, \varphi\}.$$

2° Caractéristique. — Pour tracer une caractéristique, c'est-à-dire la relation graphique qui existe entre deux paramètres dont l'un varie en fonction de l'autre, nous devrons au préalable fixer les valeurs des trois paramètres que nous voulons garder constants.

3° Obtention d'un état déterminé A_0. — Entre les cinq paramètres, il existe une fonction f telle que $f(n, J, U, I, \varphi) = 0$; il suffit d'imposer la valeur « indice zéro » à quatre d'entre eux pour que le cinquième ait la valeur convenable et que l'alternateur soit dans l'état A_0.

2. Caractéristique interne.

1° Définition. — La caractéristique interne (ou caractéristique à vide) est la courbe $U_v(J)$ tracée :

— à fréquence de rotation constante : $n = C^{te}$;

— à courant débité nul : $I = 0$.

Le cinquième paramètre $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ est indéterminé et n'intervient pas puisque I est nul.

L'induit ne fournissant pas de courant, la tension U_v qui peut être mesurée entre ses bornes est égale à sa force électromotrice E_v.

(1) Pour les machines à courant continu, une étude plus développée est effectuée au chapitre 15.

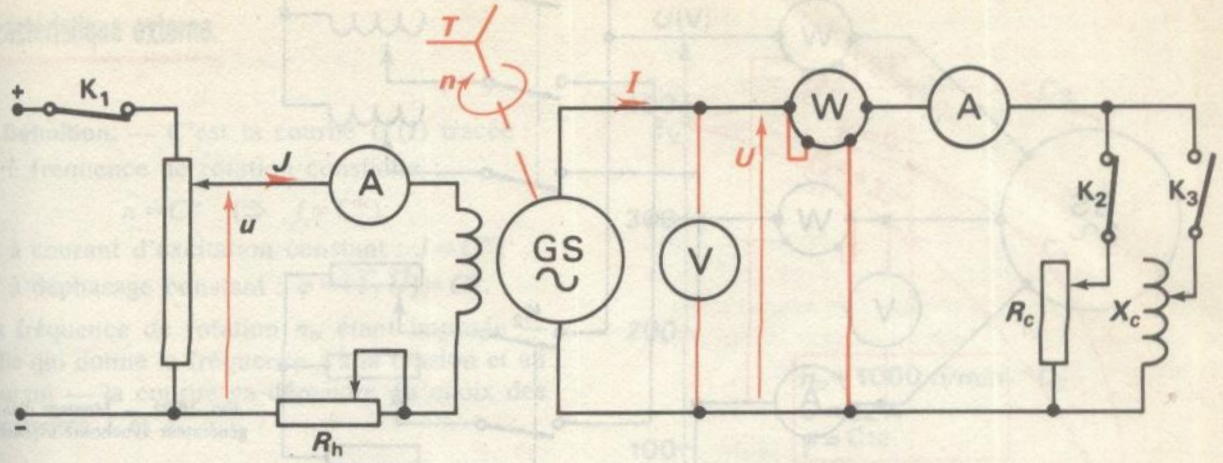


FIG. 10.01. — Montage pour le tracé des caractéristiques d'un générateur synchrone monophasé.

Cette dernière : $E_v = KNf\widehat{\phi}$ ne dépend que du flux des pôles inducteurs auquel elle est proportionnelle. La courbe $U_v(J) = E_v(J)$ représente — aux échelles près — les variations du flux en fonction de la force magnétomotrice c'est-à-dire la **courbe de magnétisation** de la machine.

2° Montage. — L'inducteur est alimenté par le système d'excitation de l'alternateur ou par une source auxiliaire. Un voltmètre alternatif mesure la valeur efficace $U_v = E_v$ (fig. 10.01). Les interrupteurs K_2 et K_3 sont ouverts.

3° Remarque importante. — Le circuit inducteur est fortement inductif et nous connaissons les inconvénients de l'ouverture brutale d'un interrupteur pour annuler le courant : un arc s'amorce entre les couteaux puis, à la rupture, une forte surtension apparaît créant un **réel danger** pour le manipulateur non averti ou inatentif. C'est pour éliminer ce risque que, pour le tracé des caractéristiques, nous conseillons d'alimenter le montage à travers un potentiomètre : à l'ouverture de K_1 (placé en amont), le circuit inducteur reste fermé, la force électromotrice auto-induite ne se manifeste pas entre les bornes de l'interrupteur et l'énergie emmagasinée dans l'inductance se dissipe naturellement dans les résistances des différents éléments.

4° Machine utilisée. — Pour avoir des performances qui correspondent à celles d'une machine réelle, nous donnons les résultats de mesures effectuées sur un alternateur triphasé de puissance apparente $S_N = 200$ kVA dont voici les caractéristiques :

$n_N = 1000$ tr/min (6 pôles);
tension entre phases $U_N = 380$ V;
courant nominal : $I_N = 300$ A;
résistance d'une phase du stator : $R = 0{,}0117\ \Omega$.

Les enroulements statoriques sont montés en étoile.

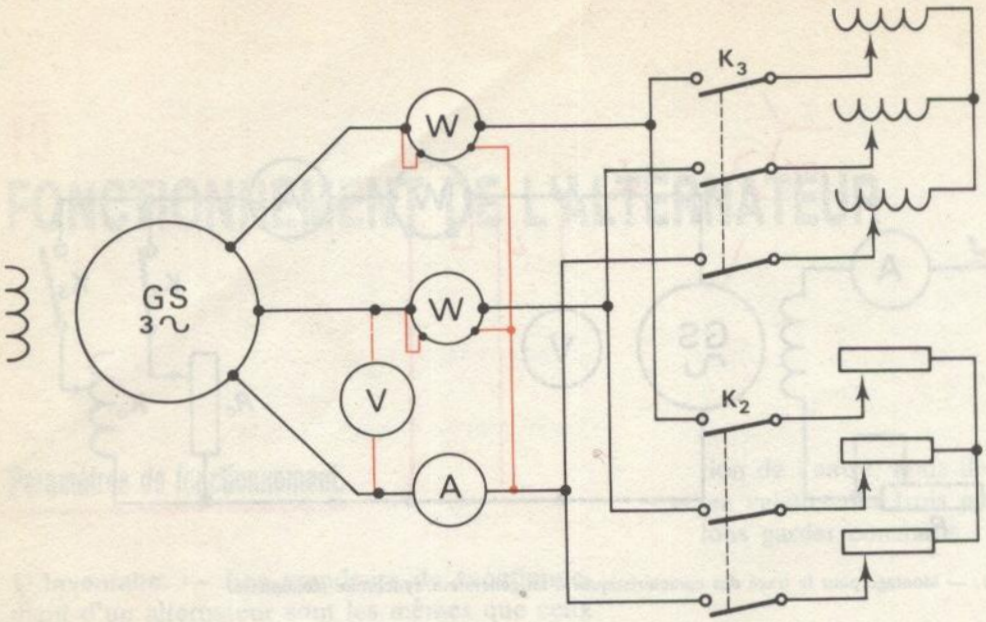


FIG. 10.02. — Montage d'un générateur synchrone triphasé.

Nous donnons (fig. 10.02) le montage de charge d'un alternateur triphasé.

5° Mesures. — Elles se font à fréquence de rotation constante puisque celle-ci **conditionne la fréquence** de la f.é.m.

6° Courbe. — Elle est analogue (fig. 10.03) à celle d'une génératrice à courant continu. La f.é.m. qui existe pour $J = 0$ est due au rémanent. En triphasé, on relève en général la tension entre phases $U = E_v$.

Toutefois quand le couplage est étoile, il est possible de relever la tension simple $U_s = E_{vs}$.

Une valeur donnée sans autre précision est **toujours une valeur entre phases.**

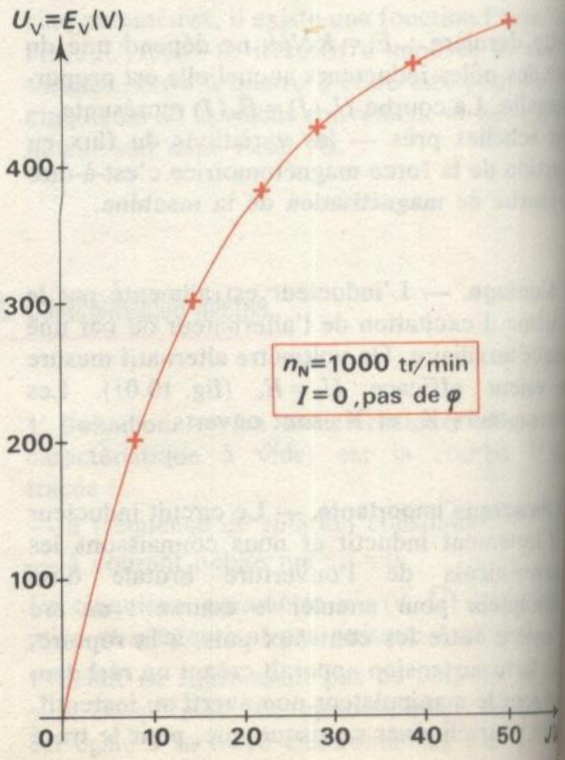


FIG. 10.03. — Caractéristique interne.

3. Caractéristique externe.

1° Définition. — C'est la courbe $U(I)$ tracée :

– à fréquence de rotation constante :

$$n = C^{te} \quad (\Rightarrow \quad f = C^{te});$$

– à courant d'excitation constant : $J = C^{te}$;

– à déphasage constant : $\varphi = (\vec{I}, \vec{U}) = C^{te}$.

La fréquence de rotation n_N étant imposée — celle qui donne la fréquence f à la tension et au courant — la courbe va dépendre du choix des constantes J et φ.

2° Montage. — La charge est constituée par un rhéostat en parallèle avec un réactor réglable. Il sera ainsi possible de faire varier I et φ (fig. 10.01 et 10.02).

3° Première caractéristique : charge purement résistante. — Les interrupteurs K_2 et K_3 restant ouverts, nous réglons le courant d'excitation afin que la tension à vide ait la valeur efficace nominale :

$$U_v = E_v = U_N = 380 \text{ V}.$$

Nous mesurons : $J_0 = 22$ A. Nous fermons K_2 et laissons K_3 ouvert. Les différentes charges de l'alternateur sont obtenues par action sur le rhéostat, le courant J_0 d'excitation restant invariable.

La courbe C_1 (fig. 10.04) est donc tracée pour $\cos\varphi = 1$, soit $\varphi = (\vec{I}, \vec{U}) = 0$. Nous constatons que :

– les chutes de tension sont énormes;

– il est impossible d'obtenir le courant nominal (300 A);

– la tension est nulle (court-circuit) pour un courant $I = 200 \text{ A} < I_N$.

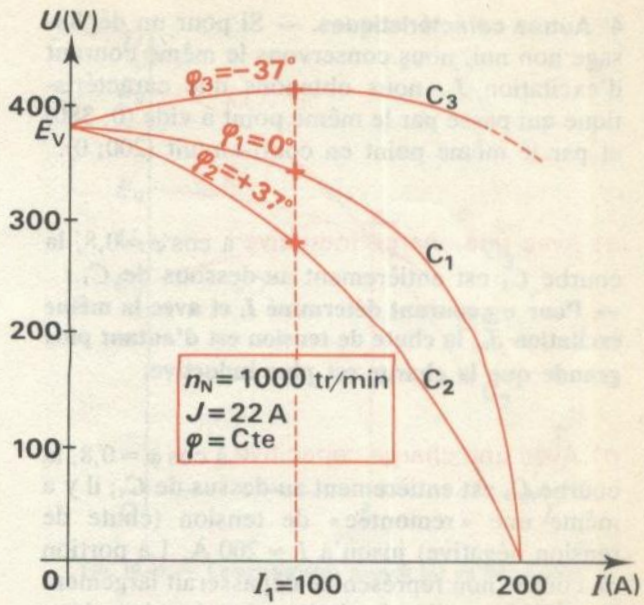


FIG. 10.04. — Caractéristiques externes pour un même courant (constant) d'excitation.

4° Autres caractéristiques. — Si pour un déphasage non nul, nous conservons le même courant d'excitation J_0, nous obtenons une caractéristique qui passe par le même point à vide (0; 380) et par le même point en court-circuit (200; 0).

a) Avec une charge inductive à $\cos\varphi = 0{,}8$, la courbe C_2 est entièrement au-dessous de C_1.
→ **Pour un courant déterminé I_1 et avec la même excitation J_0, la chute de tension est d'autant plus grande que la charge est plus inductive.**

b) Avec une charge capacitive à $\cos\varphi = 0{,}8$, la courbe C_3 est entièrement au-dessus de C_1; il y a même une « remontée » de tension (chute de tension négative) jusqu'à $I \approx 200$ A. La portion de courbe non représentée dépasserait largement les 200 A mais viendrait rejoindre les deux autres au point (200; 0).
→ **Pour un courant déterminé I_1 et avec la même excitation J_0, la chute de tension est d'autant plus petite (valeur algébrique) que la charge est plus capacitive.**

5° Remarques importantes.

a) Pour obtenir trois caractéristiques passant par un même point déterminé à l'avance $A_1\{I_1, U_1\}$ il faut (fig. 10.05) :
— quand la charge est inductive, donner au courant d'excitation une valeur J' supérieure à la valeur J_0 qui est nécessaire avec une charge purement résistante;
— quand la charge est capacitive, donner au courant d'excitation une valeur J'' inférieure à J_0 :

$$J'' < J_0 < J'.$$

Les forces électromotrices à vide sont alors ordonnées comme les courants J :

$$E''_v < E_v < E'_v.$$

b) Pour obtenir l'état nominal $\{I_N, U_N\}$ avec $J = C^{te}$, il faut tolérer à vide une surtension importante quand la charge n'est pas capacitive.

4. Fonctionnement à tension constante.

1° Nécessité. — Un réseau d'utilisation doit fonctionner avec une tension (efficace) sensiblement constante. Pour compenser la chute de tension $\Delta U = E_v - U$ qui augmente avec le courant débité (la charge d'un réseau est toujours inductive) nous devrons faire croître E_v, donc le flux qui sort d'un pôle, en augmentant le courant d'excitation J.

Dans le cas extrême d'une charge purement inductive, pour maintenir U_N avec un courant I_N, il faut multiplier par 3 ou 4 le courant d'excitation qui donnait à vide $E_v = U_N$.

2° Caractéristique de réglage.

a) Définition : c'est la courbe $J(I)$ tracée avec :
— une fréquence de rotation constante n_N;
— une tension d'induit constante (le plus souvent U_N);
— un déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ constant.

Si nous faisons le choix de n_N et de U_N, nous obtiendrons une courbe pour chaque valeur donnée à φ.

b) Courbe pour $\cos\varphi = 1$ ($\varphi = 0$) : courbe C (fig. 10.06).

c) Autres courbes : avec une charge réactive, pour obtenir un courant I_1 déterminé :

— avec une charge inductive, il faut davantage d'excitation (courbe C_2);

— avec une charge capacitive, il faut moins d'excitation (courbe C_3).

Ces résultats se recoupent avec ceux qui ont été obtenus à excitation constante.

3° Conclusion.

a) Mis à part le cas où la charge est capacitive, à courant d'excitation constant, la chute de tension de l'alternateur croît rapidement quand le courant débité augmente et si l'on a choisi le courant J_0 qui donne à vide la tension nominale, il est impossible de faire débiter à la machine son courant nominal :

→ les chutes de tension dans un alternateur sont beaucoup plus grandes que dans un transformateur (20 à 30 fois à charge comparable).

b) Inversement, si nous voulons obtenir un fonctionnement à tension constante, mis à part le cas où la charge est capacitive, nous devons augmenter de façon importante le courant d'excitation.

4° Chute ohmique de tension. — L'enroulement induit a une résistance très faible et la chute de tension RI qu'elle produit peut le plus souvent être négligée. Pour l'alternateur étudié :

chute de tension : $RI = 0{,}0117 \times 300 = 3{,}5$ V;
tension simple par enroulement : $U = 220$ V.

Nous avons bien : $RI \ll U$.

Pour les gros alternateurs la chute ohmique est inférieure à 1% de la tension nominale.

→ Les chutes de tension constatées dans le fonctionnement de l'alternateur à excitation constante ne sont pas dues à la chute ohmique.

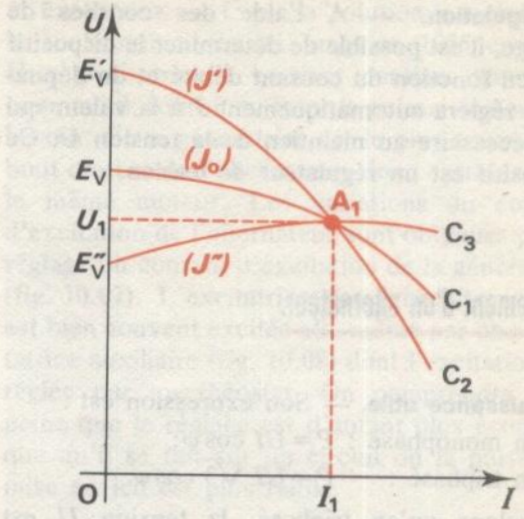


FIG. 10.05. — Caractéristiques passant par un même point.

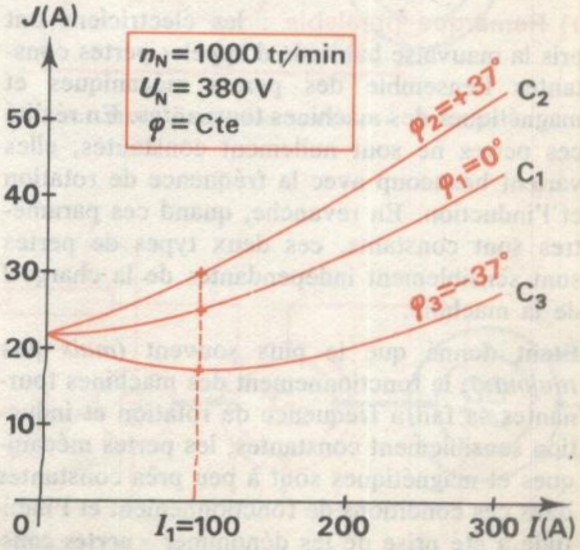


FIG. 10.06. — Caractéristiques de réglage.

5° Régulation. — A l'aide des courbes de réglage, il est possible de déterminer le dispositif qui, en fonction du courant débité et du déphasage, réglera automatiquement J à la valeur qui est nécessaire au maintien de la tension U. Ce dispositif est un **régulateur de tension.**

5. Rendement d'un alternateur.

1° Puissance utile. — Son expression est :

— en monophasé : $P = UI \cos\varphi$;

— en triphasé : $P = UI\sqrt{3} \cos\varphi$.

Rappelons qu'en triphasé, la tension U est mesurée entre phases, le courant I est celui qui passe dans un fil de ligne et le facteur de puissance est celui du récepteur de charge.

2° Bilan des pertes.

a) Remarque préalable : les électriciens ont pris la mauvaise habitude d'appeler pertes constantes l'ensemble des pertes mécaniques et magnétiques des machines tournantes. En réalité ces pertes ne sont nullement constantes, elles varient beaucoup avec la fréquence de rotation et l'induction. En revanche, quand ces paramètres sont constants, ces deux types de pertes sont sensiblement indépendantes de la charge I de la machine.

Étant donné que le plus souvent *(mais pas toujours)*, le fonctionnement des machines tournantes se fait à fréquence de rotation et induction sensiblement constantes, les pertes mécaniques et magnétiques sont à peu près constantes dans ces conditions de fonctionnement et l'habitude a été prise de les dénommer « **pertes constantes** ».

b) Pertes dites constantes : ce sont les pertes mécaniques qui ne dépendent que de la fréquence de rotation et les pertes dans le fer qui ne dépendent que de la valeur maximale de l'induction (ou du flux) et de la fréquence. En réalisant à vide les conditions n et $\widehat{\phi}$ identiques à celles de l'état en charge pour lequel nous voulons calculer le rendement, nous aurons les mêmes pertes constantes que dans cet état. Les pertes constantes sont donc mesurées au cours d'un essai à vide dans lequel la machine tourne à n_N et a une tension égale à la tension qu'elle aurait en charge (U_N le plus souvent)[1].

c) Pertes par effet Joule dans l'inducteur : si u est la tension d'excitation et J le courant, la puissance fournie est $p_{jr} = uJ$. Si η' est le rendement du système d'excitation, les pertes réelles sont :

$$p'_{jr} = \frac{p_{jr}}{\eta'} = \frac{uJ}{\eta'}.$$

d) Pertes par effet Joule dans l'induit : en monophasé c'est RI^2; en triphasé c'est $3RI^2$ pour un montage étoile et $3R\left(\frac{I}{\sqrt{3}}\right)^2 = RI^2$ pour un montage triangle puisque alors le courant dans un enroulement est $\frac{I}{\sqrt{3}}$.

Il est possible de se dispenser de préciser le type de couplage en mesurant la résistance r entre deux bornes de phases; les pertes sont alors (voir note complémentaire A, page 245) :

$$p_{js} = \frac{3}{2} rI^2.$$

e) Pertes supplémentaires : dues essentiellement aux courants de Foucault dans les parties métalliques (fer et cuivre), elles ne sont pas

(1) L'égalité des tensions entraîne celle des flux.

calculables mais peuvent être mesurées au cours d'un essai en court-circuit.

3° Rendement. — En posant $P_a = P_u + \text{pertes}$:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

4° Exemple. — Alternateur à pôles saillants, 6 pôles :

$$S = 200 \text{ kVA}; \quad \cos\varphi = 0{,}8;$$
$$P_u = 200 \times 0{,}8 = 160 \text{ kW}.$$

Pertes dans le fer	1,8 kW
Pertes mécaniques	2,3 kW
Pertes par effet Joule au rotor	1 kW
Pertes par effet Joule au stator	3,2 kW
Pertes supplémentaires	2,6 kW
Total	10,9 kW

$$\Rightarrow \quad P_a = 160 + 10{,}9 = 170{,}9 \text{ kW}$$

$$\eta = \frac{160}{170{,}9} = 0{,}936 \quad \rightarrow \quad 93{,}6\,\%.$$

Les gros alternateurs ont des rendements atteignant 98 ou 99 %.

6. Excitation des alternateurs.

1° Problème posé. — L'alternateur fournit de l'alternatif et l'inducteur a besoin de continu. Il faut donc soit une source directe de continu, soit un dispositif (redresseur) donnant du continu quand on l'alimente en alternatif.

2° Excitatrice. — C'est la solution « ancienne », la seule qui ait existé jusqu'en 1955 environ. Une génératrice à courant continu, shunt ou compound, fournit au rotor la puissance dont il a besoin. Cette génératrice est le plus souvent en bout d'arbre de l'alternateur, donc entraînée par le même moteur. Les variations du courant d'excitation de l'alternateur sont obtenues par le réglage du courant d'excitation de la génératrice (fig. 10.07). L'excitatrice des gros alternateurs est bien souvent excitée elle-même par une excitatrice auxiliaire (fig. 10.08) dont l'excitation est réglée par un rhéostat. On comprendra sans peine que le réglage est d'autant plus économique qu'il se fait sur un circuit où la puissance mise en jeu est plus faible.

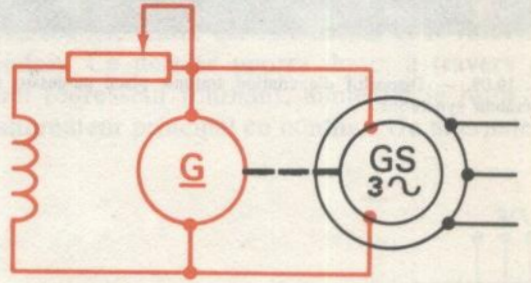


FIG. 10.07. — Générateur synchrone et son excitatrice.

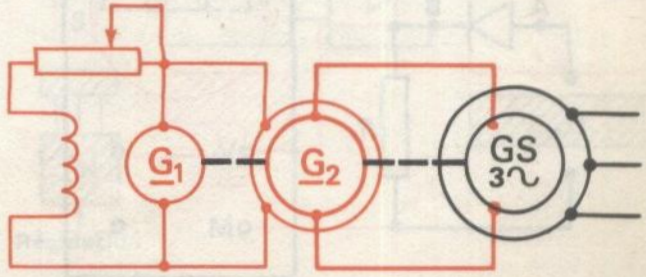


FIG. 10.08. — Quand le générateur synchrone a une grande puissance, son excitatrice est elle-même excitée par une génératrice plus petite.

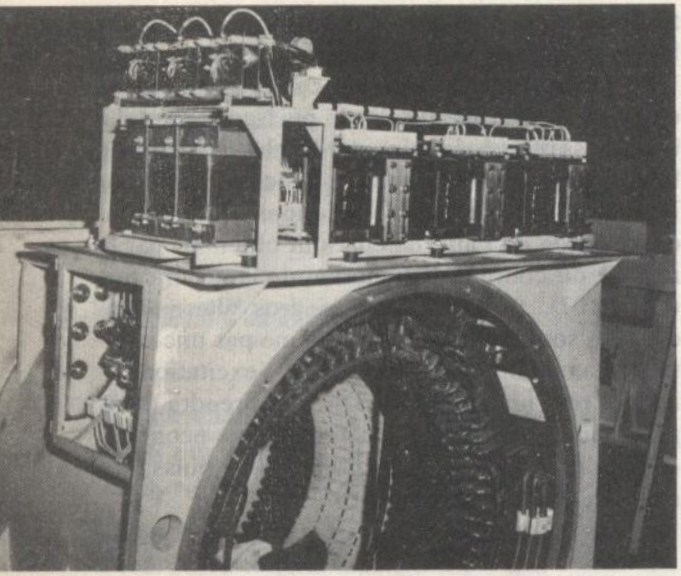


FIG. 10.09. — Dispositif d'excitation statique placé au-dessus du générateur synchrone.

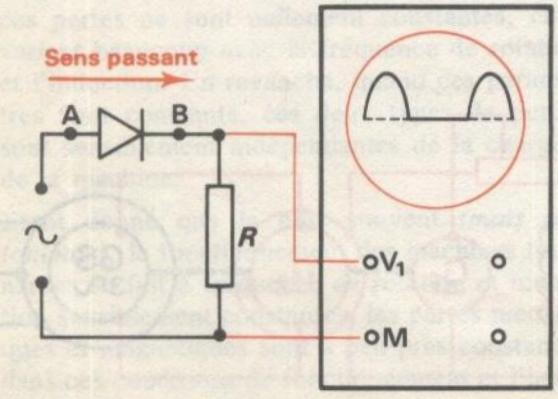


FIG. 10.10.

EXEMPLE. — Alternateur triphasé :

5000 V – 10 000 A; $S = 87\,000$ kVA.

Génératrice principale :

200 V – 300 A; $P = 60$ kW.

Génératrice auxiliaire :

120 V – 15 A; $p = 1800$ W.

Excitation de cette dernière :

120 V – 0,5 A, soit 60 W.

La consommation du rhéostat placé dans ce circuit d'excitation sera de quelques dizaines de watts et permettra de commander les 87 MVA de la puissance de l'alternateur!

3° Excitation statique (fig. 10.09). — Elle fait appel à un dispositif plus ou moins complexe mais comportant toujours des redresseurs (diodes et thyristors). L'étude des redresseurs est effectuée dans « Électronique, classe de 1re ou de terminale ». Nous nous bornerons ici à expliquer le rôle du redresseur.

a) Rôle du redresseur. — Un redresseur est un élément passif qui se laisse traverser dans un seul sens par le courant électrique : de A vers B. Si on le place dans un circuit soumis à une tension alternative, on obtient un courant **unidirectionnel** (fig. 10.10); la tension entre les bornes de *R* est dite **redressée.** On conçoit dès lors qu'il soit possible d'utiliser, après **redressement et filtrage,** la tension et le courant de l'alternateur pour obtenir le courant continu nécessaire à son excitation.

b) Alternateur « shunt ». — La tension est redressée et appliquée entre les bornes du rotor. Le problème de l'amorçage est celui d'une génératrice shunt : il se produit grâce au rémanent si le sens du couplage est convenable. Nous don-

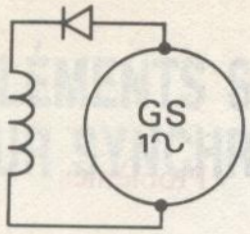


FIG. 10.11. — Schéma de principe de l'alternateur « shunt ».

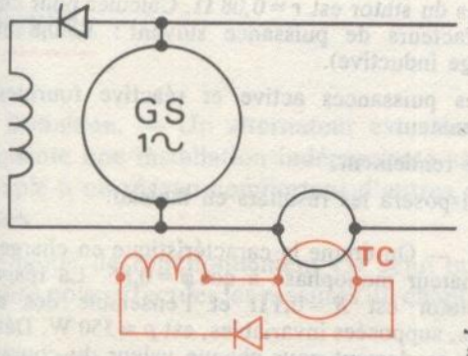


FIG. 10.12. — Schéma de principe de l'alternateur « compound ».

nons le schéma de principe (fig. 10.11) pour un alternateur monophasé. L'alternateur aurait avec ce dispositif une caractéristique shunt : chute rapide de la tension quand le débit augmente.

c) Alternateur « compound ». — Pour remédier à la chute de tension il faut trouver un dispositif qui augmente le courant d'excitation (donc la f.é.m. à vide E_v) quand le débit augmente. Un transformateur de courant (T.C.), dont le primaire est sur un fil de ligne, pourrait alimenter quelques spires « gros fil » placées sur les pôles (fig. 10.12). La réalisation technique de ce « compoundage » est en réalité obtenue avec un seul enroulement inducteur (sans spires additives) mais nous avons retenu ce système fictif parce qu'il est particulièrement facile à comprendre.

d) **Alternateur sans bagues ni balais.** — Le contact entre des balais fixes et des bagues tournantes est toujours une source d'inconvénients et de pannes; on a donc cherché à éliminer ce procédé d'alimentation du rotor-inducteur.

Pour les très gros alternateurs (plus de 100 000 kW), la solution retenue est la suivante (fig. 10.13) : l'alternateur principal, celui qui est relié au réseau, a une disposition classique : inducteur tournant et induit fixe.

L'alternateur intermédiaire a une disposition inversée : le stator est l'inducteur et le rotor est l'induit. Ce dernier pourra donc, à travers un pont redresseur tournant, alimenter le rotor de l'alternateur principal en continu. Un alternateur

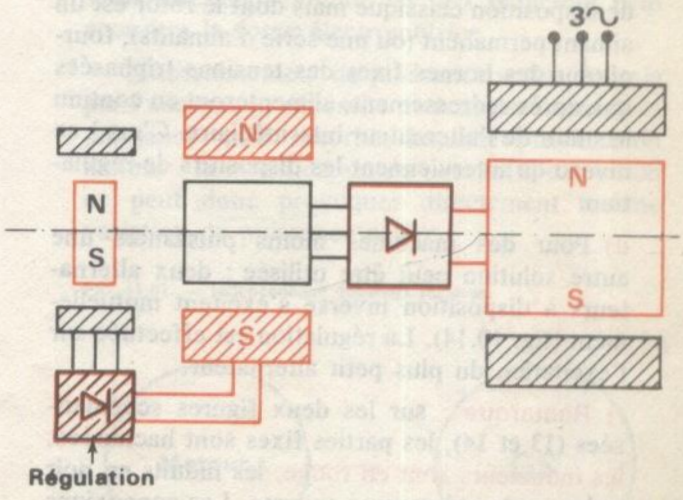


FIG. 10.13. — Alternateur sans bague ni balai avec alternateur pilote à aimant permanent. Les valeurs approximatives des puissances sont (de gauche à droite) : 1 kW; 250 kW; 125 000 kW.

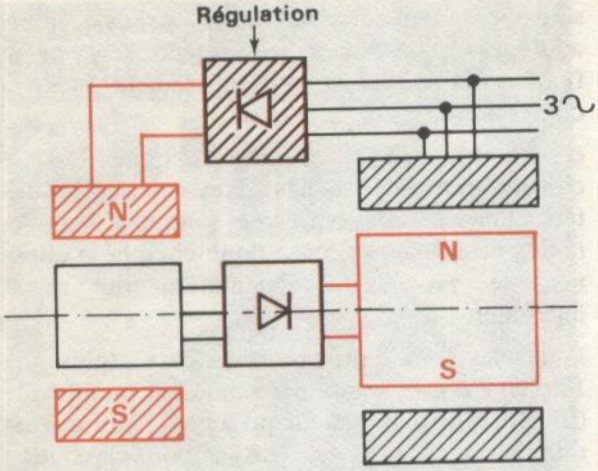


FIG. 10.14.

de disposition classique mais dont le rotor est un aimant permanent (ou une série d'aimants), fournit sur des bornes fixes des tensions triphasées qui, après redressement, alimenteront en continu le stator de l'alternateur intermédiaire. C'est à ce niveau qu'interviennent les dispositifs de régulation.

e) Pour des machines moins puissantes une autre solution peut être utilisée : deux alternateurs à disposition inverse s'excitent mutuellement (fig. 10.14). La régulation est effectuée sur l'excitation du plus petit alternateur.

f) Remarque : sur les deux figures schématisées (13 et 14), les parties fixes sont hachurées, les inducteurs sont en rouge, les induits en noir et les ponts redresseurs en brun. Les connexions de continu sont en rouge et celles de l'alternatif en noir.

Problèmes

10.01. — Un alternateur triphasé débite 650 A sous une tension de 1100 V. L'ensemble des pertes constantes et par effet Joule au rotor sera supposé invariable et égal à 25 kW. La résistance mesurée entre phases du stator est $r = 0{,}08\ \Omega$. Calculer pour chacun des facteurs de puissance suivant : 1, 0,8 et 0,6 (charge inductive).

1° Les puissances active et réactive fournies par l'alternateur.

2° Le rendement.

On disposera les résultats en tableau.

10.02. — On donne la caractéristique en charge d'un alternateur monophasé à $\cos\varphi = 0{,}85$. La résistance du stator est $R = 0{,}1\ \Omega$ et l'ensemble des autres pertes, supposées invariables, est $p = 550$ W. Déterminer le rendement pour chaque valeur du courant.

I(A)	0	10	20	30	40	50
U(V)	550	522	480	415	330	200

11
COMPLÉMENTS SUR L'ALTERNATEUR MOTEUR SYNCHRONE

A. FONCTIONNEMENT D'UN ALTERNATEUR ISOLÉ

1. Généralités.

1° Définition. — Un alternateur est « isolé » s'il alimente une installation indépendante sans être couplé à un réseau comportant d'autres alternateurs.

Ce mode de fonctionnement est celui qui a été utilisé pour effectuer les mesures du chapitre 10.

2° Conditions de fonctionnement. — L'alternateur doit fournir la **puissance active** (watts) et la **puissance réactive** (var) appelées par la charge.

3° Mise en charge. — Lorsque nous chargeons l'alternateur, le moteur qui l'entraîne tend à ralentir et le régulateur de fréquence de rotation entre en action; il commande l'injection supplémentaire de gas-oil (si le moteur est un diesel) : la consommation augmente au fur et à mesure que la puissance active demandée à l'alternateur croît.

4° Maintien de la tension. — Si nous voulons que la tension en charge soit la même qu'à vide, il est nécessaire que, manuellement ou automatiquement, le courant d'excitation soit ajusté à la valeur convenable.

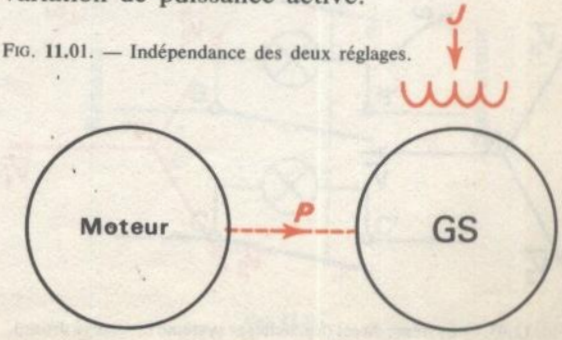
Le tracé des caractéristiques du chapitre précédent nous a clairement précisé les modifications à apporter au courant d'excitation pour changer l'intensité du courant débité ou sa phase.

5° Indépendance des deux réglages (fig. 11.01).

— Le rétablissement de la tension quand la charge augmente ne peut pas être obtenu par une augmentation de la puissance active fournie au moteur puisque, la fréquence étant constante, seule une augmentation de flux inducteur peut accroître la force électromotrice.

— L'accroissement de puissance active fournie par l'alternateur nécessite un accroissement de la puissance qu'il absorbe, laquelle provient du moteur : la modification du courant d'excitation ne peut donc provoquer directement aucune variation de puissance active.

FIG. 11.01. — Indépendance des deux réglages.



B. ALTERNATEUR COUPLÉ SUR UN RÉSEAU INFINI

2. Définition.

Il n'y a évidemment pas de réseau infini; on dit qu'un alternateur est couplé sur un réseau infini quand la puissance disponible sur ce réseau est très grande par rapport à celle que pourra fournir l'alternateur.

La tension et la fréquence du réseau sont alors imposées à l'alternateur :

→ **les deux paramètres *n* et *U* sont constants.**

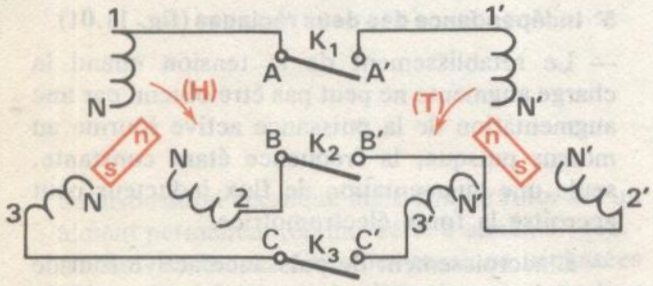


FIG. 11.02. — Pour ne pas charger la figure, les connexions entre les six points N et N' n'ont pas été représentées.

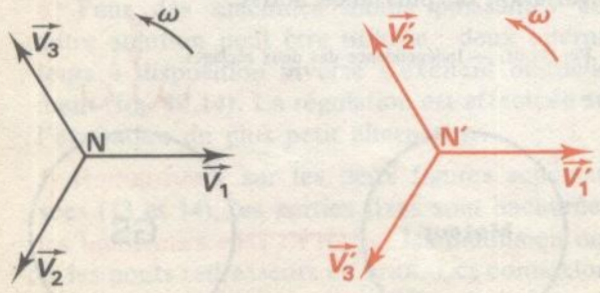


FIG. 11.03. — Système direct (à gauche) et système inverse (à droite).

3. Opérations préalables au couplage.

1° Mise en vitesse de l'alternateur. — Elle est obtenue par apport d'énergie au moteur d'entraînement :

— admission du carburant (diesel);

— admission de la vapeur (turbine à vapeur des centrales thermiques);

— ouverture des vannes dans le cas des turbines hydrauliques (centrales hydrauliques).

La fréquence de rotation atteinte doit être peu différente de celle qui donne la fréquence f de la tension du réseau.

2° Réglage du courant d'excitation. — Au moment du couplage, il doit être tel que la tension entre phases $U' = E_v$ aux bornes de l'alternateur ait une valeur voisine de la tension U du réseau.

3° Contrôle de l'ordre des phases.

a) Nécessité : considérons (fig. 11.02) deux alternateurs dont les bobines sont numérotées dans le même ordre, et dont les neutres N et N' sont reliés, mais dont les rotors tournent le premier dans le sens H (horaire) et le second dans le sens T (trigonométrique).

Dans le temps, les tensions triphasées engendrées par le premier se succèdent dans l'ordre 1, 2, 3, c'est le sens direct; les tensions du second se succèdent dans l'ordre 1', 3', 2' c'est le sens inverse (fig. 11.03).

Supposons que les tensions V_1 et V_1' soient en phase, la tension entre les bornes A et A′ est constamment nulle et l'interrupteur K_1 peut être fermé. Au contraire, entre B et B′ d'une part et C et C′ d'autre part, il y a en permanence une tension de valeur efficace $V\sqrt{3}$ (fig. 11.04). La fermeture de K_2 et de K_3 ne peut donc être effectuée.

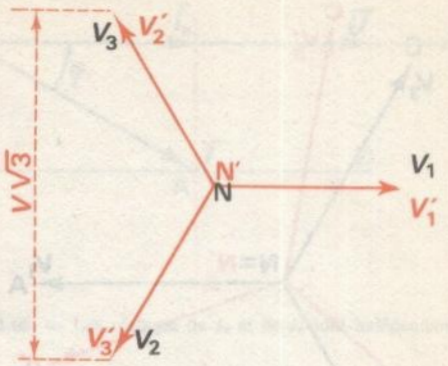


FIG. 11.04.

Deux solutions peuvent être envisagées pour pouvoir coupler :

— faire tourner les deux rotors dans le même sens;

— permuter deux connexions entre les bobines et les bornes de sortie : par exemple relier 2′ à C′ et 3′ à B′.

→ Deux alternateurs ne peuvent être couplés que si les tensions triphasées disponibles entre les deux triades de bornes se succèdent dans le même ordre.

b) Opérations de contrôle : plaçons entre chaque paire de bornes AA′, BB′, CC′ (fig. 11.05), une lampe à incandescence (ou plusieurs lampes en série, ou un voltmètre). Tant que le couplage n'est pas effectué, la fréquence des tensions de l'alternateur n'est pas rigoureusement égale à celle des tensions du réseau et les deux systèmes de vecteurs de Fresnel ne tournent pas à la même vitesse[1].

Il est équivalent, et plus pratique, de considérer que les vecteurs tensions du réseau sont fixes et que ceux de l'alternateur tournent à la vitesse angulaire ω_g égale à la différence entre ω (réseau) et ω' (alternateur) :

$$\omega_g = \omega - \omega'.$$

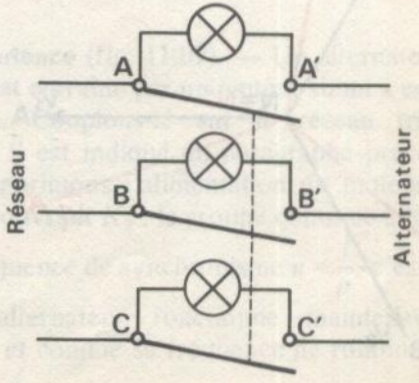


FIG. 11.05.

(1) Rappelons que les vecteurs de Fresnel tournent dans le sens trigonométrique à la vitesse ω. La représentation que nous en donnons est en quelque sorte une photographie à l'instant t (souvent $t = 0$).

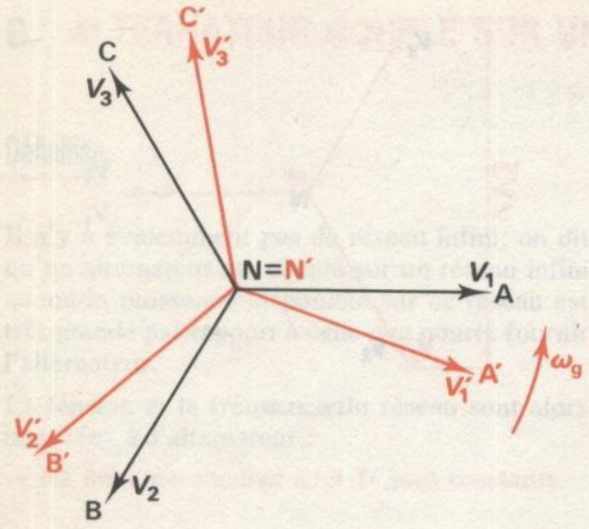


FIG. 11.06. — L'ordre de succession des phases est le même (tensions du réseau fixes et en noir).

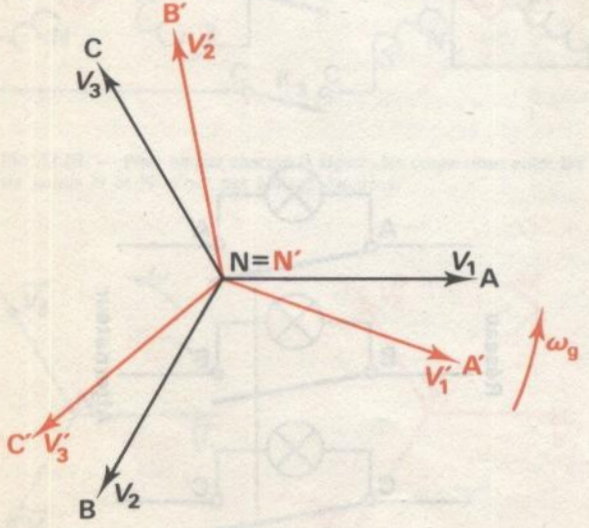


FIG. 11.07. — Les tensions $(\vec{V}_1 - \vec{V}_1')$, $(\vec{V}_2 - \vec{V}_2')$ et $(\vec{V}_3 - \vec{V}_3')$ s'annulent successivement.

— Si l'ordre de succession des phases est le même pour les deux systèmes (fig. 11.06); les trois lampes de la figure 11.05 s'allument et s'éteignent **simultanément.**

— Si la succession des phases est directe d'un côté et inverse de l'autre, nous voyons (fig. 11.07) que les tensions entre les couples de bornes AA', BB', CC', vont s'annuler **successivement;** l'observateur des lampes aura une impression de feux tournants. Le croisement des connexions entre deux bornes nous ramènera au cas précédent.

c) **Couplage :** pour éviter toute surintensité au couplage et tout choc mécanique sur l'accouplement moteur-alternateur, il est préférable de fermer l'interrupteur tripolaire de couplage au moment où les tensions entre les trois couples de bornes sont sensiblement nulles c'est-à-dire quand les lampes sont éteintes. L'alternateur se **synchronise** alors sur le réseau en prenant exactement la fréquence de rotation qui donne à ses tensions la fréquence de celles du réseau.

d) **Remarques :**

— dans une installation, le contrôle de l'ordre des phases n'est nécessaire que lors de la mise en place de l'alternateur neuf ou après une réparation;

— on trouve dans le commerce des contrôleurs (ou indicateurs) d'ordre des phases qui dispensent de l'utilisation de lampes;

— des synchronoscopes, installés une fois pour toutes, permettent le couplage des alternateurs au moment où les tensions sont en phase.

4° Mise en charge de l'alternateur.

a) Chaque alternateur doit fournir après couplage une puissance active P et une puissance réactive Q déterminées à l'avance.

b) Mise en charge active : on règle la puissance du moteur d'entraînement à la valeur P (plus les pertes) et l'alternateur débite un courant actif (en triphasé), $I_a = \frac{P}{U\sqrt{3}}$. Le courant réactif et le courant total ont alors une valeur quelconque.

c) Mise en charge réactive : on règle le courant d'excitation afin que le courant réactif I_r ait la valeur correspondant à Q.

d) Contrôle des valeurs : la puissance P est mesurée par des wattmètres, la valeur Q est indirectement contrôlée par la mesure du courant total :

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}.$$

5° Graphique des réglages. — Traçons deux axes de puissances, $\overrightarrow{OP}$ qui porte $\vec{U}$ et le courant actif et $\overrightarrow{OQ}$ qui porte le courant réactif (fig. 11.08).

a) Quand on modifie l'alimentation du moteur d'entraînement, l'extrémité A du vecteur $\vec{I}$ se déplace sur la droite D parallèle à l'axe $\overrightarrow{OP}$, sa projection $\vec{I}_r$ sur $\overrightarrow{OQ}$ est constante ainsi que la puissance réactive.

b) Quand on modifie l'excitation, l'extrémité A du vecteur $\vec{I}$ se déplace sur Δ parallèle à l'axe $\overrightarrow{OQ}$, sa projection $\vec{I}_a$ sur $\overrightarrow{OP}$ est constante ainsi que la puissance active.

6° Conclusion. — Pour l'alternateur couplé, comme pour l'alternateur isolé, nous retrouvons l'indépendance des réglages de P et Q.

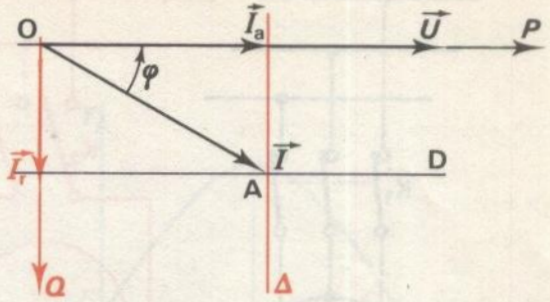


FIG. 11.08. — Les réglages de I_a et de I_r sont indépendants.

C. MOTEUR SYNCHRONE TRIPHASÉ

4. Réversibilité de l'alternateur.

1° Expérience (fig. 11.09). — Un alternateur triphasé est entraîné par un moteur shunt à courant continu. Couplons-le sur le réseau triphasé comme il est indiqué au paragraphe précédent, puis supprimons l'alimentation du moteur continu en ouvrant K_2 : le groupe continue à tourner à la fréquence de synchronisme $n = \frac{f}{p}$, c'est donc que l'alternateur fonctionne maintenant en moteur et comme sa fréquence de rotation reste égale à $\frac{f}{p}$, **c'est un moteur synchrone.**

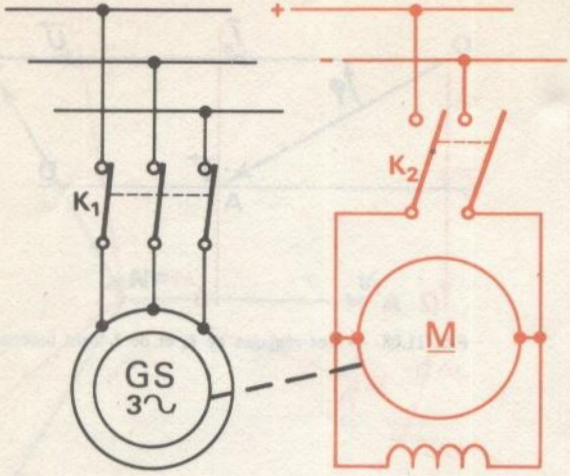


FIG. 11.09. — Quand on ouvre K_2, l'alternateur fonctionne en moteur synchrone (l'excitation de GS n'est pas représentée).

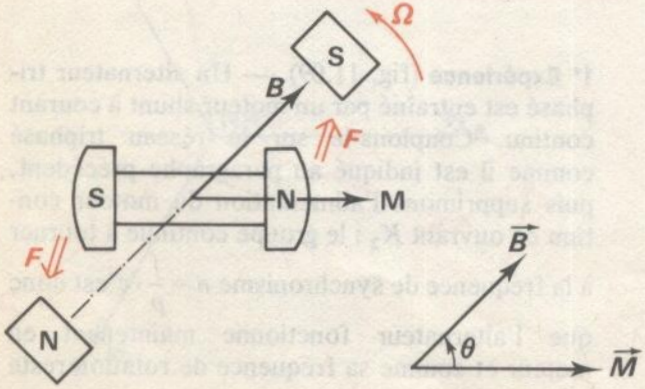


FIG. 11.10. — L'attraction mutuelle explique la rotation.

2° Justification. — Lorsque l'alternateur ne fonctionne plus en générateur, son stator, qui reste branché sur le réseau, absorbe un courant et les trois phases produisent un champ tournant qui entraîne le rotor (toujours alimenté en continu) à la vitesse synchrone comme l'aiguille aimantée du chapitre champs tournants.

3° Constitution d'un moteur synchrone. — Elle est identique à celle de l'alternateur. Dans les encoches de pôles (fig. 9.07, chap. 9) se trouvent des barres de cuivre (amortisseurs Leblanc) réunies entre elles par deux couronnes conductrices, on obtient ainsi une « cage d'écureuil » (voir moteur asynchrone). Ces amortisseurs Leblanc ont un double rôle : permettre le démarrage et étouffer le champ inverse qui serait produit par une éventuelle dissymétrie dans les courants triphasés du stator. Notons que ces amortisseurs se trouvent souvent sur un alternateur triphasé et sont **indispensables en monophasé** à cause du champ inverse qui existe toujours, même sans dissymétrie (théorème de Leblanc).

5. Formules.

1° Fréquence de rotation. — C'est celle que devrait avoir le moteur, tournant en générateur, pour fournir la fréquence du réseau qui l'alimente :

$$n = \frac{f}{p}.$$

Le tableau de correspondance entre n et p pour $f = 50$ Hz est donc celui de l'alternateur.

2° Force contre-électromotrice. — Le rotor (inducteur) produit en tournant la même f.é.m. quel que soit le mode de fonctionnement (générateur ou moteur) de la machine, on a donc comme pour l'alternateur :

a) valeur théorique : $E = 2{,}22\, Nf\widehat{\Phi}$;

b) valeur réelle : $E = 2{,}22\, K_D K_F Nf\widehat{\Phi} = KNf\widehat{\Phi}$

où K_D et K_F ont les mêmes significations que pour un alternateur.

3° Couple moteur. — Le champ du stator et celui du rotor (électroaimant) tournent à la même fréquence, ils sont donc **fixes** l'un par rapport à l'autre. Les forces développées entre eux sont dues à l'attraction mutuelle des pôles fictifs du stator et des pôles réels du rotor (fig. 11.10).

Soit M le moment magnétique du rotor et B l'induction (constante pour un courant I déterminé) produite par le champ magnétique tournant du stator, le couple a pour expression (courant continu, 1re F) :

$$T = MB \sin\theta$$

où θ est l'angle[1] entre les vecteurs $\vec{M}$ et $\vec{B}$ (fig. 11.10).

Le couple est nul pour $\theta = 0$ et maximal pour $\theta = \frac{\pi}{2}$, l'angle θ, appelé « décalage angulaire » variera avec le couple demandé au moteur :

— à vide : le couple est faible, θ est presque nul;

— en charge : **quand le couple demandé au moteur croît le décalage angulaire θ croît aussi.**

(1) Pour une machine bipolaire.

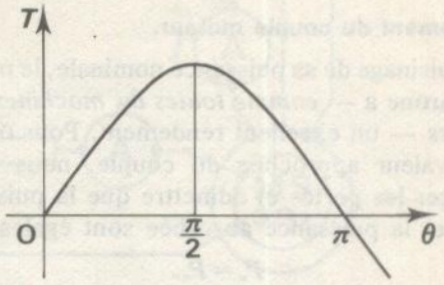


FIG. 11.11. — Au-delà de $\theta = \frac{\pi}{2}$, le couple décroît.

Tant que le couple résistant reste inférieur à la valeur maximale $T_m = MB$ $\left(\text{pour } \theta = \frac{\pi}{2} \text{ et } \sin\theta = 1\right)$ que peut fournir le moteur, celui-ci accepte la charge et y répond par l'augmentation de θ.

Si le couple résistant devient supérieur à MB, θ croît jusqu'à $\frac{\pi}{2}$ puis au-delà; le couple moteur diminue puis devient négatif, le moteur refuse la charge et, θ continuant d'augmenter, le moteur « décroche », il s'arrête (fig. 11.11).

Retenons qu'un moteur synchrone possède pour une induction donnée (donc pour l'excitation correspondante), un **couple maximal de décrochage** qui limite la charge que l'on peut lui imposer.

6. Notions sur le fonctionnement.

1° Moment du couple moteur.

Au voisinage de sa puissance nominale, le moteur synchrone a — *comme toutes les machines électriques* — un excellent rendement. Pour obtenir une valeur approchée du couple, nous allons négliger les pertes et admettre que la puissance utile et la puissance absorbée sont égales :

$$P_u \approx P_a.$$

La puissance absorbée a pour expression :

$$P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$$

où : U est la tension entre phases, I le courant dans un fil de ligne et $\cos\varphi$ le facteur de puissance du moteur.
La vitesse angulaire du rotor est :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}.$$

Une valeur approchée (par excès) du couple moteur est donc :

$$T = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi}{\Omega} \quad \begin{cases} U & \text{en volts} \\ I & \text{en ampères} \\ \Omega & \text{en radians par seconde} \\ T & \text{en newtons-mètres} \end{cases}$$

2° Fonctionnement sur réseau stable.

Quand un moteur est alimenté par le réseau EDF, la tension U et la pulsation ω (donc la vitesse angulaire Ω) sont constantes et le couple ne dépend que de la valeur du produit $I\cos\varphi$, c'est-à-dire du courant actif :

$$T = kI\cos\varphi = kI_a.$$

3° Réglage du courant réactif.

Le moteur entraînant une charge déterminée appelant un couple constant, toute modification du courant J d'excitation produit une modification du courant réactif I_r et par suite du courant total :

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}.$$

Pour un même couple utile, le moteur peut se trouver dans une infinité d'états différents fixés par la valeur donnée à J.
Prenons un état initial correspondant à une faible valeur de J : le moteur absorbe de la puissance réactive Q (var) comme un circuit inductif.

Si nous accroissons progressivement J, la puissance réactive consommée diminue, s'annule, puis quand J est suffisamment grand, le moteur fournit de la puissance réactive au réseau, il se **comporte comme un condensateur.**

4° Courbes en V (de Mordey).

Ce sont les courbes $I = f(J)$ du courant absorbé en fonction du courant d'excitation; elles se tracent (fig. 11.12) à puissance utile constante, donc à courant actif et à couple moteur constants. Bien entendu, la tension et la fréquence du réseau sont également constantes. L'allure de ces courbes (fig. 11.13) rappelle la forme d'un V (d'où leur nom).
Lorsque l'on fait croître J, le courant I commence par décroître, passe par un minimum pour lequel le courant et la puissance réactifs s'annulent ($I = I_a$) puis le courant I augmente et le moteur fournit de la puissance réactive ($\varphi < 0$ ou déphasage avant, AV).

7. Démarrage.

1° Problème du démarrage. — Le moteur synchrone ne possède pas de couple de démarrage et ne peut être relié au réseau que dans les mêmes conditions qu'un alternateur : vitesse voisine du synchronisme, force électromotrice convenable, ordre des phases correct. Il doit donc tourner à pleine vitesse au moment du couplage et un procédé de démarrage est indispensable.

2° Procédés de démarrage.

a) Moteur auxiliaire. — C'est un moteur asynchrone de faible puissance qui entraîne le moteur synchrone à une fréquence n' à peine inférieure à $\frac{f}{p}$, on excite alors le rotor, on couple à l'extinction (paragraphe 3) et la synchronisation se fait.

b) Avec l'excitatrice. — On alimente l'excitatrice en continu, elle fonctionne alors en moteur. Quand la fréquence voulue est atteinte on couple le moteur synchrone et on élimine la source qui alimente l'excitatrice, cette dernière fonctionne alors en génératrice shunt et fournit au rotor le courant J qui permet la synchronisation.

c) Démarrage en asynchrone. — Le rotor est court-circuité, les courants induits dans celui-ci et dans les amortisseurs Leblanc par le champ tournant amènent le moteur à une vitesse à peine inférieure au synchronisme, on excite alors le rotor pour atteindre celui-ci[1].

(1) Le démarrage est analogue à celui d'un moteur asynchrone.

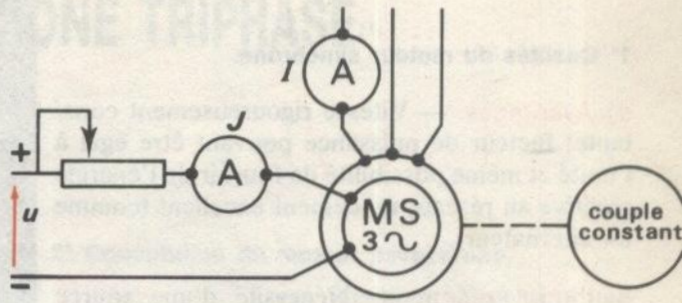


FIG. 11.12. — Montage pour le tracé des courbes en V.

12.10

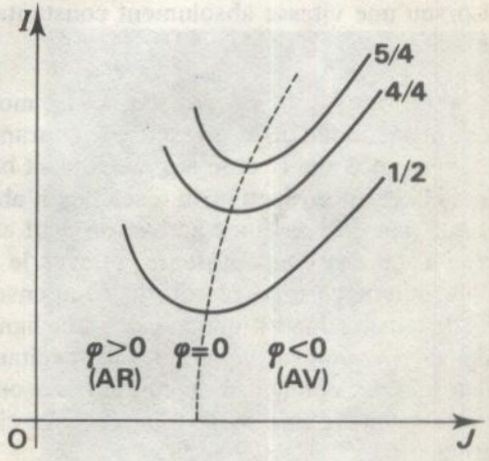


FIG. 11.13. — Courbes en V.

3° Sens de rotation. — *L'inversion du sens de* rotation s'obtient par la permutation de deux fils du stator.

8. Compléments.

1° Qualités du moteur synchrone.

a) Avantages. — Vitesse rigoureusement constante; facteur de puissance pouvant être égal à l'unité et même possibilité de fournir de l'énergie réactive au réseau; rendement excellent (comme un alternateur).

b) Inconvénients. — Nécessité d'une source auxiliaire pour l'excitation; démarrage non spontané; risque de décrochage. En cas de dépassement du couple maximal, le moteur s'arrête et doit être redémarré.

2° Usages.

a) Lorsqu'une vitesse absolument constante est nécessaire.

b) En compensateur synchrone. — Le moteur fonctionnant à vide on le surexcite, le courant est alors en avance sur U et le moteur fournit beaucoup de puissance réactive au réseau en n'absorbant que peu de puissance active; on peut ainsi, comme avec des condensateurs, relever le facteur de puissance d'un réseau ou compenser la chute de tension due à l'inductance d'une ligne de transport. On pourra même en sous-excitant le moteur lui faire compenser le courant consommé par la capacité d'une ligne lorsque celle-ci est inactive.

3° Rendement. — La puissance absorbée est $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$, les pertes sont celles d'un alternateur et le rendement est :

$$\eta = \frac{UI\sqrt{3}\cos\varphi - \text{pertes}}{UI\sqrt{3}\cos\varphi}.$$

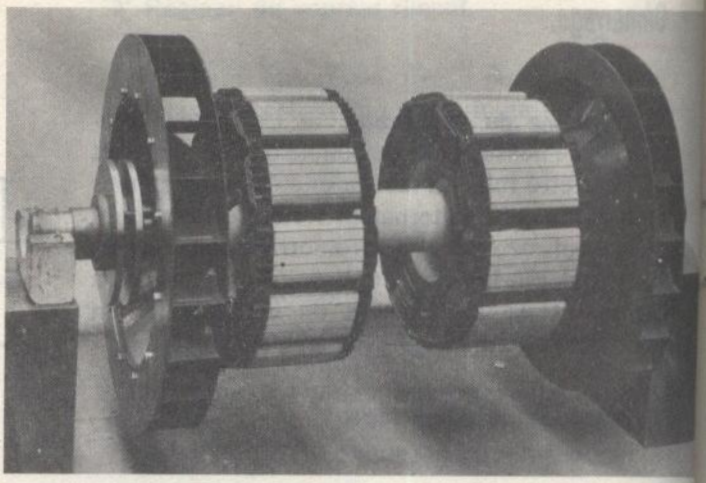


Fig. 11.14. — Groupe convertisseur de fréquence.

4° Moteur synchrone monophasé. — Il peut tourner dans un sens ou dans l'autre grâce à l'un des deux champs tournants produits (théorème de Leblanc) mais ne peut démarrer seul, même en moteur asynchrone. Le champ qui tourne en sens inverse du moteur produirait une f.é.m. alternative de fréquence $2f$ s'il n'était étouffé par les amortisseurs.

5° Groupe convertisseur de fréquence. — Il se compose d'un moteur synchrone accouplé à un alternateur et permet d'obtenir une fréquence différente de celle du secteur (fig. 11.14).

La fréquence de rotation étant commune on a :

$$\eta = \frac{f}{p} = \frac{f'}{p'} \Rightarrow f' = f\frac{p'}{p}.$$

Exemple. — Pour $f = 50$ Hz, $p = 5$ et $p' = 6$ la fréquence obtenue est : $f' = 50 \times \frac{6}{5} = 60$ Hz.

12
ÉTUDE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ(1)

1. Principe.

1° Rappel. — Les expériences du chapitre 8 nous ont montré qu'un champ tournant produisait la rotation d'un disque métallique et que le disque tournait à une vitesse inférieure à celle du champ.

(1) Ce moteur est parfois nommé « moteur d'induction ».

2° Constitution du moteur asynchrone.

a) Stator. — Il est identique à celui d'une machine synchrone (fig. 12.01 et 12.02). Alimenté par des tensions triphasées de fréquence f (pulsation ω), il produit un champ tournant à la fréquence de rotation :

$$n = \frac{f}{p} \quad (\text{en tr/s}),$$

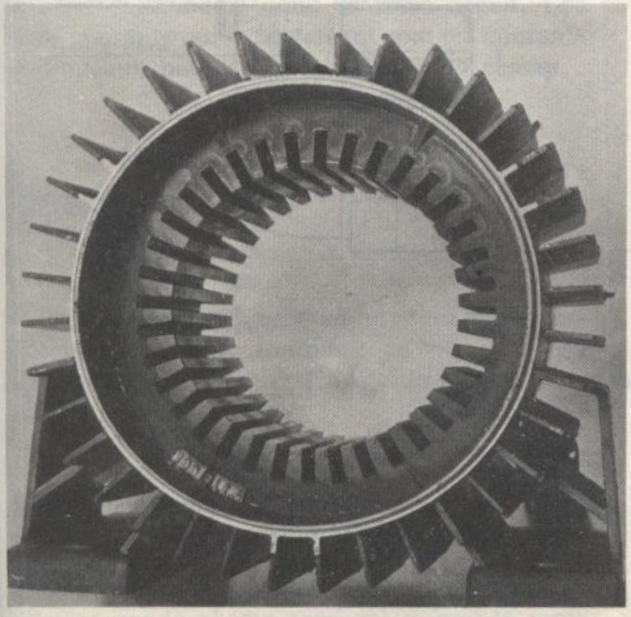


FIG. 12.01. — Carcasse portant les tôles du stator.

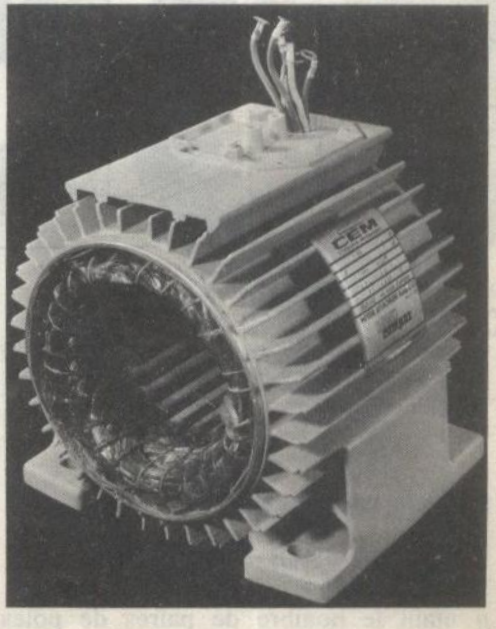
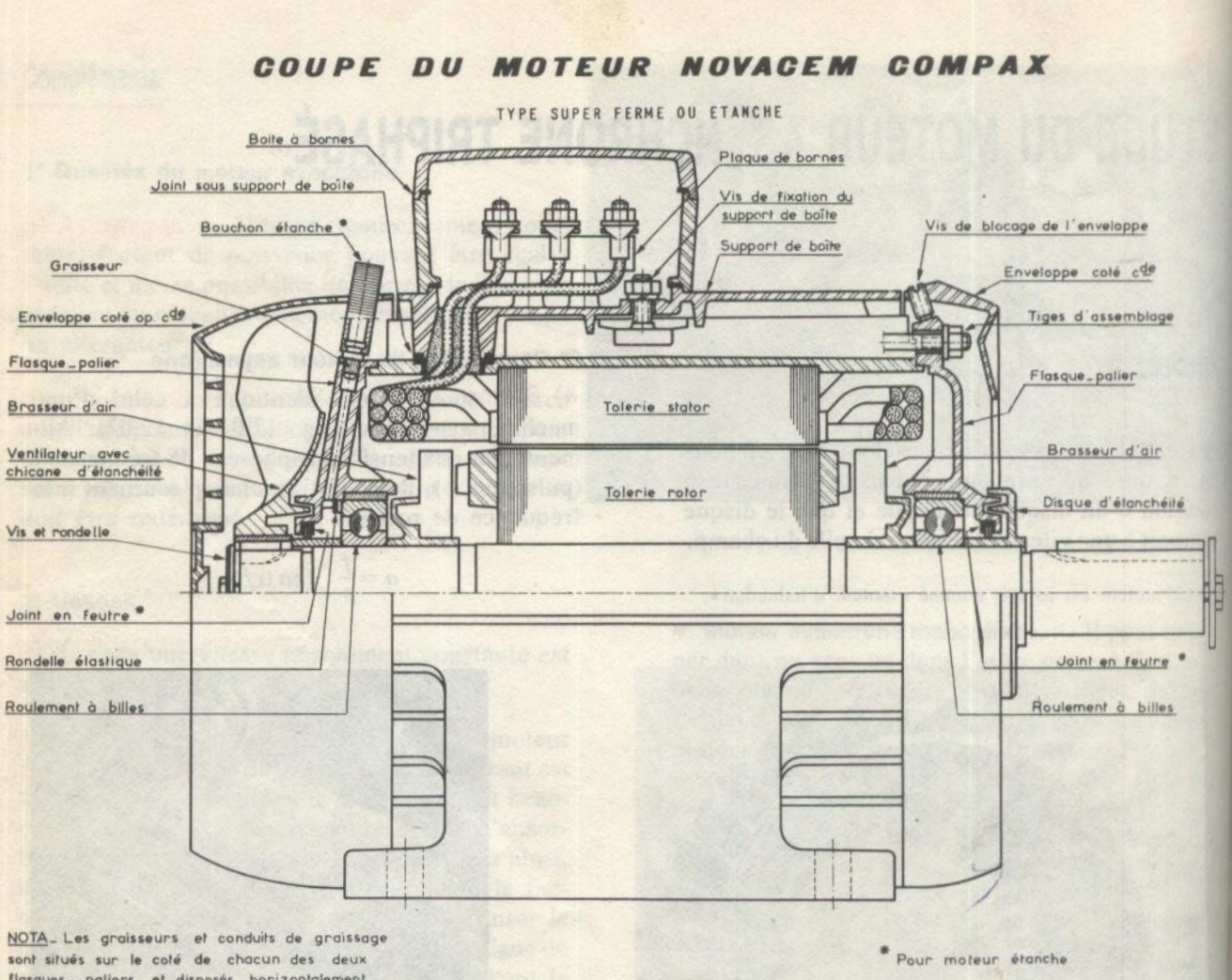


FIG. 12.02. — Le bobinage statorique a été mis en place.



Coupe d'un moteur asynchrone.

soit à la vitesse angulaire :

$$\Omega = 2\pi n = \frac{2\pi f}{p} = \frac{\omega}{p} \quad \text{(rad/s)},$$

p étant le nombre de paires de pôles fictifs produits par le stator et ω la pulsation des tensions appliquées. Rappelons que p est aussi le nombre de paires de pôles que devrait avoir le rotor de l'alternateur pour donner la fréquence f avec le même stator.

Les enroulements du stator sont prévus pour être

couplés, soit en étoile, soit en triangle. Sur certains moteurs les deux couplages sont réalisables et donneront au moteur la possibilité de fonctionner sur deux réseaux différents : si chaque enroulement peut supporter 220 V, *sur un réseau 127/220 V on couplera en triangle* et sur *un réseau 220/380 V on couplera en étoile* (fig. 12.03). Ces moteurs, dont la plaque signalétique porte l'indication 220/380 V pourront, sur le réseau 127/220 V, être démarrés par le procédé étoile-triangle.

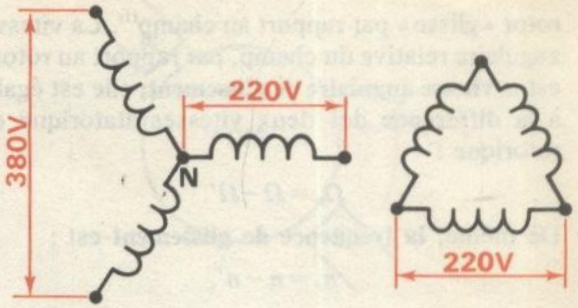


FIG. 12.03. — Deux couplages sont possibles.

b) Rotor. — Il tourne moins vite que le champ tournant du stator, il est donc placé dans un champ tournant par rapport à lui et doit être feuilleté. Dans les encoches des tôles (fig. 12.04) se trouvent des conducteurs en cuivre (ou en laiton ou en aluminium), dont les liaisons seront précisées ultérieurement. L'enroulement rotorique n'est relié à aucune source extérieure, il est fermé sur lui-même donc **en court-circuit.** Les seuls courants qui le traversent sont les courants de Foucault **induits par la rotation du champ.**

Principe de fonction

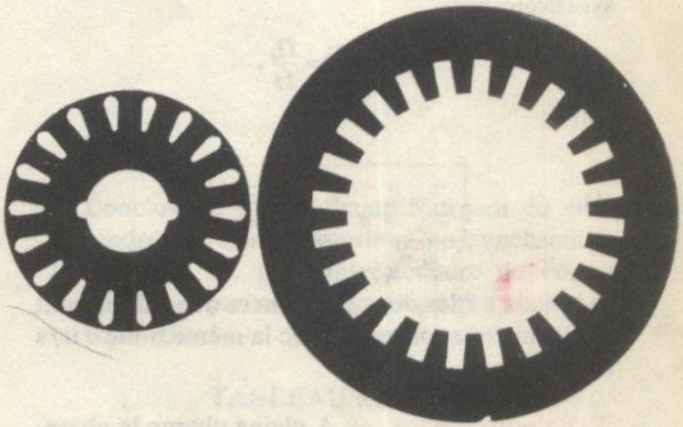


FIG. 12.04. — Tôle de rotor et tôle de stator d'un moteur asynchrone.

2. Fréquences et vitesses.

1° **Pour le rotor.** — Le rotor tourne un peu moins vite que le champ tournant; en notant n' sa fréquence de rotation et Ω' sa vitesse angulaire, nous aurons :

$$n' < n \quad \text{et} \quad \Omega' < \Omega.$$

2° **Déplacements relatifs.** — Un observateur entraîné par le champ tournant verrait le rotor tourner à l'envers à une vitesse très réduite : le

rotor « glisse » par rapport au champ[1]. La vitesse angulaire relative du champ, par rapport au rotor, est la **vitesse angulaire de glissement;** elle est égale à la différence des deux vitesses statorique et rotorique :

$$\Omega_g = \Omega - \Omega'.$$

De même, **la fréquence de glissement** est :

$$n_g = n - n'.$$

3° Glissement.

a) Définition : **on appelle glissement d'un moteur asynchrone le rapport de la fréquence (ou de la vitesse) de glissement à la fréquence (ou vitesse) de synchronisme :**

$$g = \frac{n_g}{n} = \frac{\Omega_g}{\Omega},$$

soit :

(1) $$\boxed{g = \frac{n - n'}{n} = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega}}$$

REMARQUE : les deux fréquences de rotation sont évidemment exprimées avec la même unité : tr/s ou tr/min.

b) Valeurs réelles. — A pleine charge le glissement d'un moteur asynchrone est de quelques pour cent. Il est d'autant plus faible que le moteur est plus puissant.

EXEMPLES : 3 kW : $g = 6\%$; 100 kW : $g = 1{,}5\%$.

c) Calcul du glissement : n et n' étant données nous calculons quelques valeurs :

n (tr/min)	n' (tr/min)	g %
3000	2900	3,3
1500	1440	4
1000	965	3,5
750	715	4,7
600	576	4

4° Nouvelles expressions.

a) La formule 1 peut s'écrire :

$$n - n' = gn$$

Or $n - n'$ est la fréquence de glissement, nous avons donc :

$$n_g = gn$$

et, de même :

$$\Omega_g = g\Omega$$

→ **La fréquence (ou la vitesse) de glissement est égale au produit du glissement par la fréquence (ou la vitesse) de synchronisme.**

b) Calculons n' :

$$n' = n - gn = n(1 - g)$$

et de même :

$$\Omega' = \Omega(1 - g)$$

→ **La fréquence (ou la vitesse) du rotor est égale au produit par $(1 - g)$ de la fréquence (ou de la vitesse) de synchronisme.**

(1) On a cette impression de glissement quand le train dans lequel on se trouve en double un autre.

5° Fréquence des courants induits.

a) Tout se passe pour le rotor comme s'il était fixe et que le champ statorique tourne par rapport à lui à la fréquence de glissement $n_g = gn$ (fig. 12.05).

Si le stator a deux pôles, il produit dans le rotor des courants induits à la pulsation :

$$\omega_g = g\omega \quad \text{soit à la fréquence} \quad f_g = gf.$$

Si le stator a $2p$ pôles, la fréquence du rotor est divisée par p mais le nombre de pôles coupés à chaque tour est multiplié par p, la fréquence des courants rotoriques reste :

(2) $$\boxed{f_g = gf}$$

Le glissement est donc aussi :

$$g = \frac{\text{fréquence des courants rotoriques}}{\text{fréquence des courants statoriques}}$$

EXEMPLE. — Si $f = 50$ Hz et $g = 5\,\%$,

$$f_g = \frac{5}{100} \times 50 = 2{,}5 \text{ Hz}.$$

La fréquence des courants rotoriques est donc faible.

b) Champ tournant du rotor. — Ces courants rotoriques produisent à leur tour un champ tournant à la vitesse angulaire $\Omega_g = \frac{\omega_g}{p}$ **par rapport au rotor,** mais comme celui-ci tourne à la vitesse Ω', la vitesse de ce champ par rapport au stator est :

$$\Omega_g + \Omega' = (\Omega - \Omega') + \Omega' = \Omega.$$

Le champ rotorique tourne à la vitesse de synchronisme dans le même sens que le champ du stator.

6° Changement de sens rotation. — Il est obtenu en permutant deux fils d'arrivée au stator.

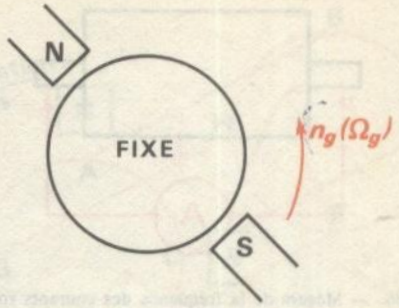


FIG. 12.05. — Les pôles fictifs du stator tournent à la fréquence relative n_g.

7° Conclusion. — Le champ tournant du stator engendre un champ rotorique en synchronisme avec lui et ce, par l'intermédiaire du courant induit. C'est par rapport à son propre champ que le rotor glisse.

TABLEAU RÉSUMÉ

Grandeurs	Courant stator	Champ stator	Rotor	Courants rotor
Fréquence ou fréquence de rotation	f	$n = \frac{f}{p}$	$n' = n(1-g)$	gf
Pulsation ou vitesse angulaire	ω	$\Omega = \frac{\omega}{p}$	$\Omega' = \Omega(1-g)$	$g\omega$

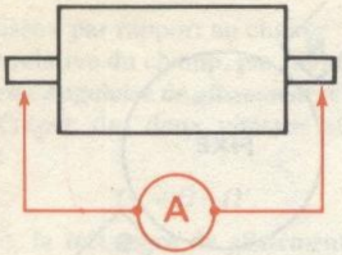


FIG. 12.06. — Mesure de la fréquence des courants rotoriques.

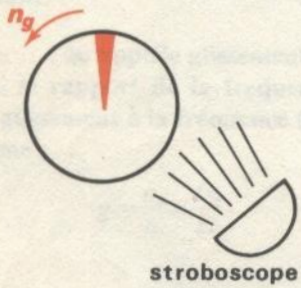


FIG. 12.07. — Stroboscopie.

3. Mesure du glissement.

1° Au compte-tours. — Si la fréquence de rotation du rotor est $n' = 1430$ tr/min ($n = 1500$), le compte-tours ayant une précision de 1 %, on mesurera n' à 1 % de 1430 soit à 14 tr/min près et le glissement qui correspond à 70 tr/min (différence des vitesses) ne sera déterminé qu'à $\frac{14}{70}$ près, soit avec une erreur possible de 20 % ! Il est donc préférable de mesurer directement le glissement ou, ce qui revient au même, la fréquence de glissement ou la fréquence des courants rotoriques.

2° Mesure de la fréquence des courants rotoriques. — On relie un ampèremètre aux extrémités de l'arbre du moteur (fig. 12.06). L'arbre étant métallique, des courants y sont induits à la fréquence gf et sont suffisants pour donner à l'aiguille des oscillations que nous pouvons facilement compter. Si nous comptons N oscillations en une minute :

$$gf = \frac{N}{60} \quad \text{et} \quad g = \frac{N}{60f}$$

soit à 50 Hz et en pourcentage :

$$g = \frac{100N}{3000} = \frac{N}{30}(\%)$$

REMARQUE. — Avec un rotor bobiné, l'ampèremètre pourra être relié aux balais **après le court-circuitage du rotor.** La chute de tension entre les balais sera suffisante pour produire la déviation.

3° Stroboscopie. — *Principe pour un moteur bipolaire.* Traçons un trait noir sur un disque monté en bout d'arbre (fig. 12.07). Le trait tourne à la fréquence n' (tr/s) alors que la fréquence de synchronisme est n (tr/s). Si nous éclairons le disque avec une source (stroboscope) donnant un éclair tous les $\frac{1}{n}$ seconde, nous verrons le trait tourner à l'envers[1] à la fréquence $n_g = n - n'$.

Si N est le nombre de **tours apparents** comptés en une minute :

$$n_g = \frac{N}{60} = gn \quad \text{et} \quad g = \frac{N}{60n}$$

soit à 50 Hz et en pourcentage :

$$g = \frac{100N}{3000} = \frac{N}{30}(\%)$$

(1) Comme les roues des diligences dans les films.

4. Existence d'un couple moteur.

1° Rotor simplifié. — Nous supposons qu'à chaque pôle fictif tournant du stator correspond un seul conducteur actif.

a) Plaçons un conducteur sous chaque pôle (fig. 12.08) et rappelons que pour appliquer la règle des trois doigts de la main gauche nous devons retenir le sens du déplacement du conducteur par rapport aux lignes de champ (donc sens inverse de la flèche qui indique le sens de rotation des pôles). Les conducteurs actifs AB, CD, EF et GH étant juste sous l'axe des pôles, la f.é.m. qui y est induite est maximale. A l'intérieur de la spire ABCD (en trait rouge épais) les deux f.é.m. s'ajoutent et, en négligeant l'inductance de la spire, le courant induit est maximal aussi (comme la f.é.m.). Le dessus de la spire est une face Sud (S), attirée par le pôle N qui s'en va et repoussée par le pôle S qui arrive.

Nous pourrions faire un raisonnement identique pour les autres spires. Ceci nous montre :

1° Que le nombre de pôles du rotor est le même que celui du stator.

2° Qu'il existe un couple moteur.

b) Si les conducteurs sont sur l'axe interpolaire (fig. 12.09) la f.é.m. induite est nulle, il n'y a ni courant, ni couple moteur.

→ Quand il n'y a qu'un conducteur par pôle, le moment du couple moteur est donc variable et s'annule périodiquement (fig. 12.10). Nous allons voir comment remédier à cet inconvénient.

2° Tension entre les extrémités d'un conducteur. — Nous supposons que les conducteurs de liaison DB et AC ont une résistance négligeable devant celle des conducteurs actifs AB et CD; c'est toujours le cas puisqu'ils ont à la fois une

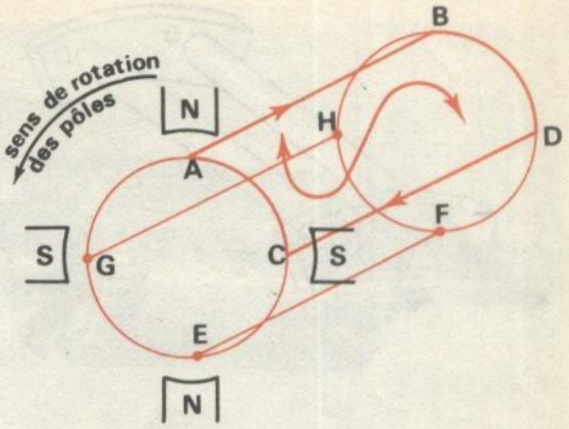


FIG. 12.08. — La face sud ABCD est entraînée par la rotation des pôles.

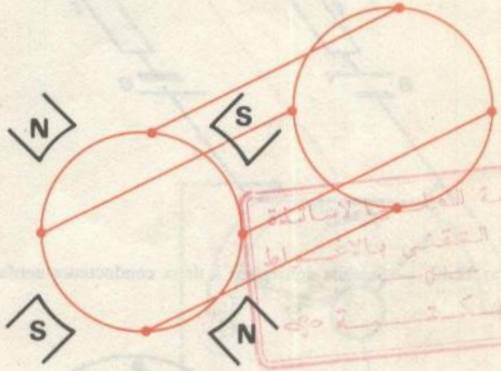


FIG. 12.09. — Dans cette position, les f.é.m. induites sont nulles.

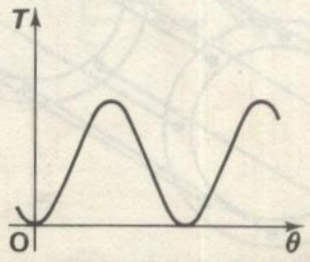


FIG. 12.10.

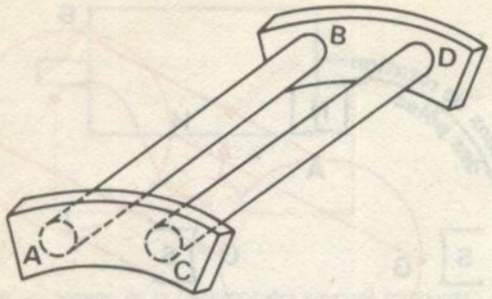


FIG. 12.11.

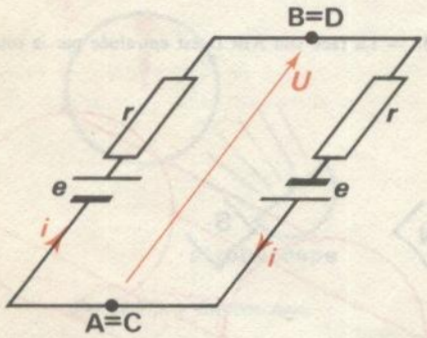


FIG. 12.12. — Schéma équivalent à deux conducteurs actifs.

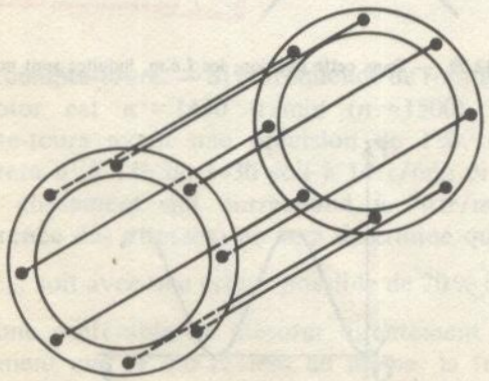


FIG. 12.13. — Cage d'écureuil schématisée.

section plus grande et une longueur plus faible (fig. 12.11). Représentons un schéma équivalent à ces deux conducteurs actifs quand ils sont le siège d'une f.é.m. (fig. 12.12) et calculons la tension entre A et B; soit e la f.é.m. induite et r la résistance de AB (et de CD) :

$$i = \frac{2e}{2r} = \frac{e}{r} \quad \text{et} \quad U = e - ri = e - r\frac{e}{r} = 0.$$

→ Les points tels que A et B sont au même potentiel.

Il est donc possible de compléter l'enroulement du rotor :

a) En ajoutant des conducteurs actifs.

b) En réunissant les extrémités de tous les conducteurs par deux couronnes de forte section et de résistance négligeable.

Nous obtenons ainsi un enroulement en court-circuit, dit en « **cage d'écureuil** » (fig. 12.13, 12.14 et 12.15).

A chaque pôle du stator correspondront plusieurs conducteurs, la force électromotrice induite s'annulera dans un conducteur quand il se trouvera sur l'axe interpolaire *mais les autres conducteurs assureront la continuité du couple,* celui-ci ne s'annulera plus.

3° Influence de l'inductance des conducteurs. – Elle déphase le courant sur la f.é.m. induite correspondante et diminue ainsi la puissance active donc le couple moteur.

4° Nombre de pôles du rotor. — A chaque pôle du stator correspond un pôle rotorique créé par induction. **Le nombre de pôles du rotor est donc, par nature, égal au nombre de pôles** du stator et ce quelle que soit la constitution de l'enroulement rotorique.

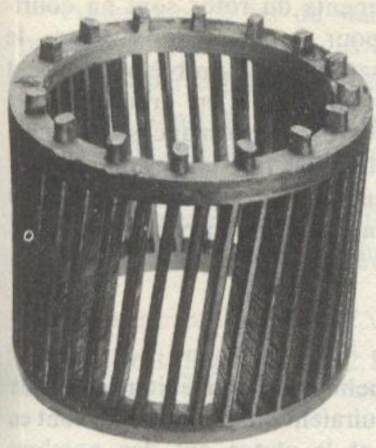


FIG. 12.14. — La cage d'écureuil en aluminium coulé d'un moteur asynchrone de petite puissance.

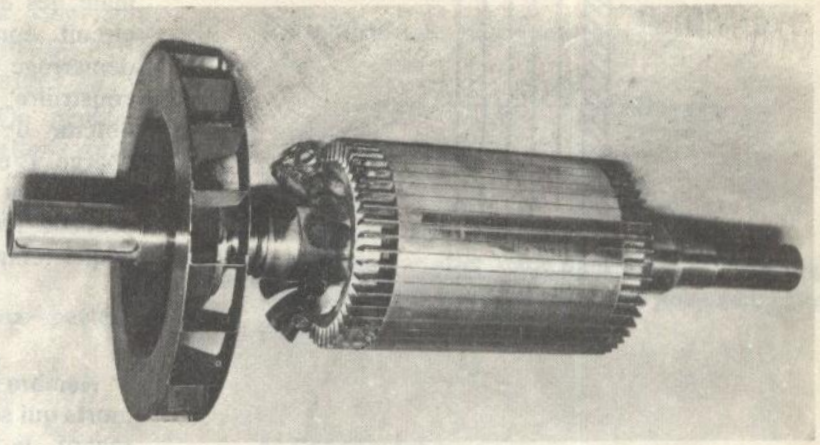


FIG. 12.15. — Rotor en cage d'écureuil et ventilateur d'un moteur asynchrone.

5. Rotor bobiné.

1° — Le rotor en simple cage d'écureuil ne permet pas d'avoir simultanément un bon couple de démarrage et un courant de démarrage raisonnable, il n'est donc utilisé que pour les petits moteurs de quelques kilowatts au plus et pour les gros moteurs n'ayant pas besoin de démarrer avec leur pleine charge.

2° **Bobinage.** — Il peut théoriquement être quelconque mais il est préférable qu'il soit triphasé. Les trois enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle, leurs extrémités sont réunies à trois bagues sur lesquelles frottent des balais (fig. 12.16). Entre ces balais se trouve un rhéostat dont la résistance, maximale au démarrage, est peu à peu annulée. Finalement, en marche nor-

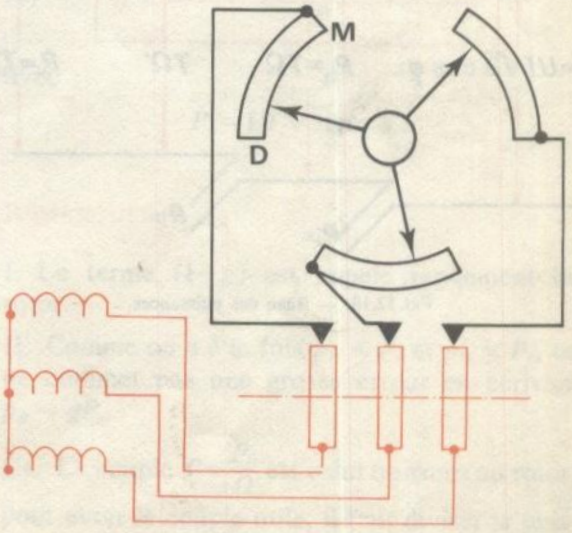


FIG. 12.16. — Rotor bobiné et rhéostat de démarrage : position D = démarrage; position M = marche normale. (La partie tournante, rotor et bagues, est en rouge.)

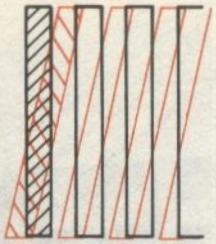


FIG. 12.17. — La surface de recouvrement des encoches est constante.

male, les enroulements du rotor sont en court-circuit comme pour un moteur à cage; le démarrage ne posant plus de problème, on peut construire le moteur sans s'en préoccuper et obtenir de meilleures performances à pleine charge. L'élimination des résistances du rhéostat est le plus souvent rendue automatique par un procédé mécanique (force centrifuge) ou électrique (contacteurs).

3° Nombre d'encoches. — Pour éviter les points morts qui se produiraient quand les dents sont en regard, le rotor et le stator ont des nombres d'encoches différents et de plus les encoches de l'un des deux sont inclinées (fig. 12.17). Ceci est vrai quel que soit le type de rotor.

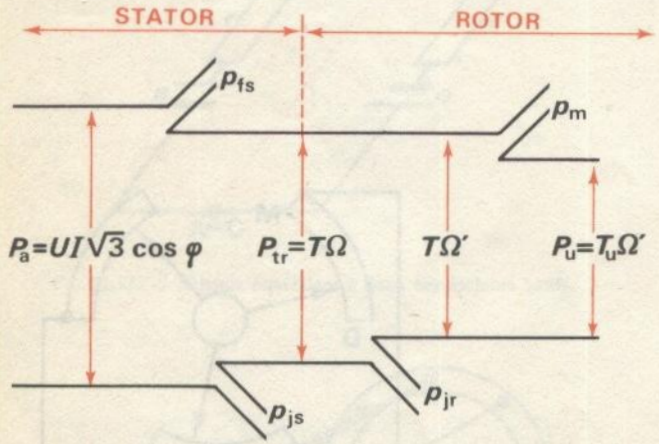


FIG. 12.18. — Bilan des puissances.

6. Puissances et couple.

1° Bilan énergétique.

a) Puissance absorbée : $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi$.

b) Pertes :

— Pertes par effet Joule dans le stator :

si R est la résistance de l'enroulement d'une phase,

en étoile $p_{js} = 3RI^2$,

en triangle $p_{js} = 3R\left(\frac{I}{\sqrt{3}}\right)^2 = RI^2$;

si r est la résistance mesurée entre deux bornes, quel que soit le couplage (note A, page 245),

$$p_{js} = \frac{3}{2}rI^2.$$

— Pertes dans le fer du stator : p_{fs}. Elles sont pratiquement indépendantes de la charge.

— Pertes par effet Joule dans le rotor : p_{jr}.

— Pertes dans le fer du rotor. On peut les négliger puisque la fréquence des courants rotoriques est faible.

— Pertes mécaniques : p_m. Elles sont pratiquement indépendantes de la charge.

c) Puissance utile : $P_u = UI\sqrt{3}\cos\varphi$ – pertes.

Le bilan est illustré (fig. 12.18).

2° Puissance transmise au rotor. — C'est la puissance absorbée diminuée des pertes du stator : $P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs}$.

Cette puissance est transmise au rotor par le couple électromagnétique développé grâce au champ tournant, on a donc :

(3) $$\boxed{T = \frac{P_{tr}}{\Omega}}$$

Ce couple est aussi celui du rotor (égalité de l'action et de la réaction) mais ce dernier tourne à la vitesse Ω' et la puissance restante (sous forme mécanique) est : $P' = T\Omega'$.

La transmission de la puissance du stator au rotor se fait **avec une perte de vitesse mais sans diminution de couple.**

3° Pertes par effet Joule dans le rotor. — La différence des deux puissances est perdue par effet Joule dans le rotor à cause du glissement, c'est :

$$p_{jr} = P_{tr} - P' = T\Omega - T\Omega' = T(\Omega - \Omega').$$

Introduisons le glissement $g = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega}$:

$$p_{jr} = \frac{T(\Omega - \Omega')\,\Omega}{\Omega} = gT\Omega = gP_{tr}$$

(4) $$\boxed{p_{jr} = gP_{tr}}$$

Les pertes par effet Joule dans le rotor sont égales au produit par le glissement de la puissance transmise.

4° Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - p_{js} - p_{fs} - p_{jr} - p_m}{P_a},$$

avec :

$$-p_{jr} = -g(P_a - p_{js} - p_{fs})$$

(5) $$\boxed{\eta = \frac{(1-g)(P_a - p_{js} - p_{fs}) - p_m}{P_a}}$$

avec :

$$P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi.$$

REMARQUES.

I. Le terme $(1-g)$ est appelé rendement du rotor.

II. Comme on a à la fois $p_{js} \ll P_a$ et $p_{fs} \ll P_a$, on ne commet pas une grosse erreur en écrivant $p_{jr} \approx gP_a$.

III. Le couple $T = \frac{P_{tr}}{\Omega}$ est celui transmis au rotor; pour avoir le couple utile, il faut diviser la puissance utile par la vitesse angulaire du rotor : $T_u = \frac{P_u}{\Omega'}$.

Exercices

RAPPEL :

Les tensions données sans autre précision sont toujours des valeurs efficaces mesurées entre phases.

12.01. — Compléter le tableau pour $f = 50$ Hz.

p	n (tr/min)	n' (tr/min)	g %
2	...	1410	...
...	750	...	3
...	1000	975	...
6	...	490	...
4	...	...	4

12.02. — Calculer le glissement d'un moteur 4 pôles, 60 Hz, sachant qu'il tourne à 1710 tr/min.

12.03. — La puissance transmise au rotor d'un moteur asynchrone est de 31,4 kW. Calculer le couple moteur pour 2 pôles, 4 pôles, 6 pôles. La fréquence est 50 Hz.

12.04. — Un moteur asynchrone absorbe 6000 W, son glissement est de 3,5 %. Calculer les pertes par effet Joule dans le rotor en négligeant les pertes du stator.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

12.05. — Un moteur asynchrone 380 V, 50 Hz, absorbe un courant de 15 A avec un facteur de puissance égal à 0,8. Sa fréquence de rotation est de 1425 tr/min. En ne tenant compte que des pertes par effet Joule dans le rotor, calculer :

1° Le nombre de pôles.

2° La puissance absorbée.

3° Le glissement.

4° Les pertes par effet Joule dans le rotor.

5° Le rendement.

Solution

1° La fréquence de synchronisme ne peut être que 1500 tr/min donc $p = 2$.

2° $P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi = 380 \times 15 \times 1{,}732 \times 0{,}8 = 7920$ W.

3° $g = \dfrac{n - n'}{n} = \dfrac{1500 - 1425}{1500} = 0{,}05 \rightarrow 5\,\%$.

4° $P_a = P_{tr}$ (pas de pertes au stator).
$p_{jr} = gP_a = 0{,}05 \times 7920 = 396$ W.

5° $\eta = 1 - g = 0{,}95 \rightarrow 95\,\%$.

12.06. — Un moteur asynchrone 220 V, 50 Hz, absorbe un courant de 30 A avec un facteur de puissance égal à 0,86, son glissement est alors $g = 4\,\%$. La résistance mesurée entre deux phases du stator est $r = 0{,}2\ \Omega$ et les pertes dans le fer du stator sont : $p_{fs} = 300$ W. Calculer :

1° La fréquence de rotation sachant qu'il y a 6 pôles.

2° Les pertes par effet Joule dans le stator.

3° Les pertes par effet Joule dans le rotor.

4° Le couple moteur.

5° Le rendement.

Solution

1° $g = \dfrac{n - n'}{n} \rightarrow n' = n(1 - g) = 1000(1 - 0{,}04) = 960$ tr/min.

2° $p_{js} = \dfrac{3}{2} rI^2 = \dfrac{3}{2} \times 0{,}2 \times 30 \times 30 = 270$ W.

3° Puissance absorbée :

$P_a = UI\sqrt{3}\cos\varphi = 220 \times 30 \times 1{,}732 \times 0{,}86 = 9800$ W.

Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = P_a - p_{js} - p_{fs} = 9800 - 270 - 300 = 9230 \text{ W}.$$

Pertes par effet Joule dans le rotor :

$$p_{jr} = gP_{tr} = \frac{4}{100} \times 9230 = 370 \text{ W}.$$

4° Couple moteur[1] :

$$\Omega = \frac{2\pi n^*}{60} = \frac{2000\,\pi}{60} = \frac{100\,\pi}{3} \approx 104{,}7 \text{ rad/s};$$

$$T = \frac{P_{tr}}{\Omega} = \frac{9230}{104{,}7} \approx 88 \text{ Nm}.$$

5° Rendement :

$$\eta = \frac{9230 - 370}{9800} = \frac{8860}{9800} = 0{,}905 \rightarrow 90{,}5\,\%.$$

II. A RÉSOUDRE.

12.07. — Un moteur asynchrone triphasé 220 V, 50 Hz absorbe un courant $I = 20$ A sous un facteur de puissance égal à 0,82 et tourne à la fréquence de 1430 tr/min; on néglige les pertes du stator. Calculer :

1° Le nombre de pôles.

2° Le glissement.

3° Les pertes par effet Joule dans le rotor.

4° Le rendement.

---

(1) Rappelons que nous notons n les fréquences en tr/s et n^* les fréquences en tr/min mais seulement quand il y a risque de confusion, par exemple quand l'unité n'est pas précisée.

12.08. — On lit sur la plaque d'un moteur asynchrone triphasé : 380 V; 50 Hz; $I = 40$ A; $\cos\varphi = 0{,}86$; $n' = 725$ tr/min.

On sait en outre que la résistance entre phases du stator est 0,3 Ω et que les pertes dans le fer y sont de 600 W. Calculer :

1° Le nombre de pôles et le glissement.

2° La puissance absorbée, les pertes par effet Joule et le rendement.

3° Le couple moteur.

12.09. — Un moteur asynchrone triphasé a les caractéristiques suivantes :

220 V; 50 Hz; 25 A;
$\cos\varphi = 0{,}83$; $n' = 970$ tr/min.

Stator : r entre phases : 0,24 Ω.
Pertes dans le fer : 220 W.
Pertes mécaniques : 230 W.
Calculer :

1° Le glissement.

2° La puissance absorbée et la puissance transmise au rotor.

3° Les pertes par effet Joule dans le rotor et le rendement.

4° Le couple moteur (sans tenir compte des pertes mécaniques) puis le couple moteur utile (en tenant compte de ces pertes).

13
FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

1. Moteur à cage.

1° Caractéristiques du moteur utilisé.

Tétrapolaire : 127/220 V, 50 Hz.

Valeurs nominales : $I_N = 13$ A; $P_{uN} = 3000$ W; $n_N = 1400$ tr/min; $\cos\varphi_N = 0{,}8$.

2° But des essais. — Mesurer et calculer les différents paramètres du fonctionnement. Nous avons effectué un essai à vide, des essais pour différentes charges et un essai dit **en court-circuit** avec le rotor bloqué. Dans ce dernier cas le moteur se trouve dans les mêmes conditions qu'en démarrage direct : stator relié au réseau et rotor à l'arrêt; les grandeurs mesurées et calculées auront donc les mêmes valeurs :

démarrage = court-circuit à l'arrêt

3° Mesures effectuées. — Nous mesurons le courant, la tension, la puissance absorbée (par la méthode des 2 wattmètres) et le glissement.

La charge du moteur est constituée par une génératrice à excitation indépendante débitant dans un rhéostat. Le rendement de la génératrice étant connu, nous pouvons trouver la puissance qu'elle absorbe : cette dernière est la puissance utile du moteur[1].

Le schéma de montage du moteur seul est donné figure 13.01.

Nous calculons ensuite :

$$\cos\varphi = \frac{P_a}{UI\sqrt{3}}; \quad n' = n\,(1-g);$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}; \quad T_u = \frac{P_u}{\Omega'}.$$

Ce dernier (couple utile) est légèrement inférieur au couple électromagnétique transmis $T = \frac{P_u}{\Omega}$.

4° Résultats. — La fréquence de synchronisme est :

$$n = \frac{3000}{p} = 1500 \text{ tr/min}.$$

(1) Nous pourrions aussi calculer la puissance utile avec la puissance absorbée et les pertes du moteur.

Fonctionnement	I (A)	P_a (W)	P_u (W)	g (%)	n' (tr/min)	$\cos\varphi$	η (%)	T_u (Nm)
A vide	6	300	0	0,67	1490	0,13	0	0
2/3 de charge	10	2800	1910	4	1440	0,73	68	12,7
Charge nominale	13	3920	2850	6,7	1400	0,80	73	19,3
Surcharge	16	5000	3450	10	1350	0,82	69	24,5
Surcharge	20	6000	4000	13,3	1300	0,79	67	29,3
Surcharge	25	7000	4050	22,3	1165	0,74	58	33
Surcharge	33	7800	2100	54,3	685	0,62	27	29,3
Court-circuit	38	8400	0	100	0	0,58	0	29

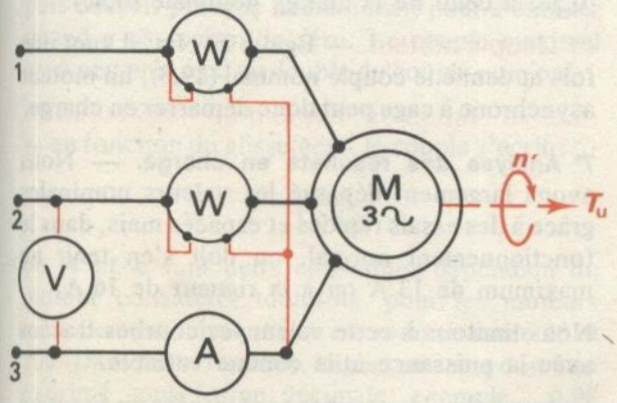


FIG. 13.01. — Montage du moteur.

5° Analyse des résultats à vide.

a) Courant. — Il est important (6 A), presque égal à la moitié du courant nominal (13 A).

b) Facteur de puissance. — Très faible (0,13), le courant absorbé est surtout réactif : c'est essentiellement le **courant magnétisant** du stator. Il est beaucoup plus important que pour un transformateur à cause de l'entrefer (2 fois 0,5 mm) qui demande beaucoup d'ampèretours.

c) Glissement. — Il est inférieur à 1 %, le rotor tourne presque au synchronisme.

d) Puissance absorbée. — Soit P_v sa valeur, elle est égale à la somme des pertes, puisque la puissance utile est nulle :

$$P_v = p_{fs} + p_{js} + p_{jr} + p_m.$$

Les pertes par effet Joule du stator sont calculables : $p_{js} = \frac{3}{2} r I_v^2$.

La puissance transmise au rotor (< 300 W) et le glissement ($< 1\,\%$) étant beaucoup plus faibles qu'en charge, les pertes par effet Joule dans le

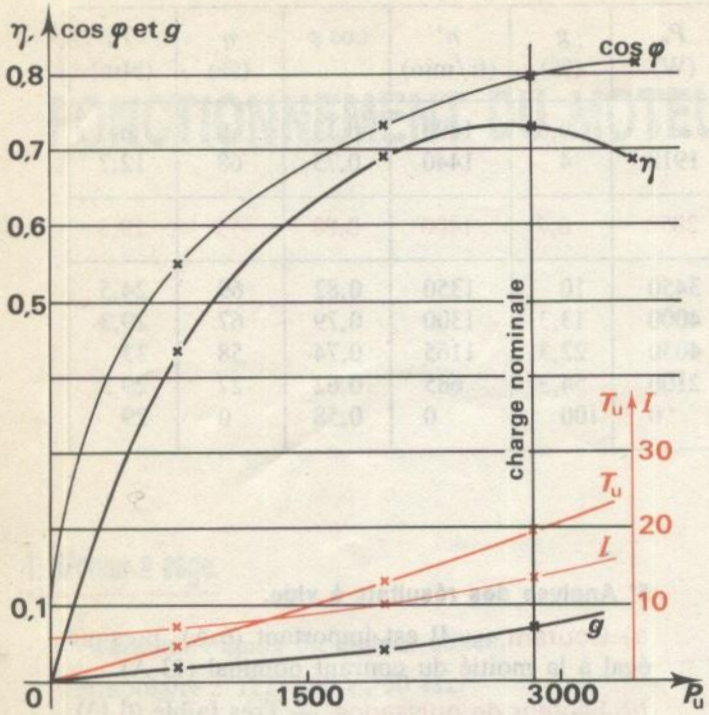


FIG. 13.02. — Courbes tracées en prenant la puissance utile pour variable.

rotor, égales à leur produit, sont toujours négligeables. Avec le moteur étudié :

$$p_{jr} < 300 \times \frac{1}{100} = 3 \text{ W}.$$

En appelant I_v le courant absorbé à vide, les pertes dites constantes sont :

$$p_c = p_{fs} + p_m = P_v - \frac{3}{2} r I_v^2$$

REMARQUE. — Sans erreur sensible, nous pouvons admettre pour le calcul du rendement que :

$$p_{fs} = p_m = \frac{p_c}{2}$$

A titre documentaire signalons que l'erreur sur le rendement sera toujours nettement inférieure à 0,1 %.

Toutefois, on trouvera en fin de volume la note D qui précise une méthode de séparation des pertes mécaniques et des pertes dans le fer du stator.

6° Analyse des résultats en court-circuit (= démarrage).

a) Courant. — Le courant en court-circuit, donc en démarrage direct, est important (38 A); il est à peu près égal à 3 fois le courant nominal. Notons que ce courant au démarrage **ne dépend pas de la charge,** il est le même à vide et à charge nominale. Seule la durée du démarrage augmente quand la charge augmente.

b) Facteur de puissance. — Il est inférieur (0,58) à celui de la charge nominale (0,80).

c) Couple moteur. — Égal à 29 Nm, il vaut une fois et demie le couple nominal (19,3), un moteur asynchrone à cage peut donc démarrer en charge.

7° Analyse des résultats en charge. — Nous avons largement dépassé les valeurs nominales grâce à des essais rapides et espacés mais, dans le fonctionnement normal, on doit s'en tenir au maximum de 13 A ou à la rigueur de 16 A.

Nous limitons à cette valeur les courbes tracées avec la puissance utile comme variable.

En revanche, les courbes sont tracées en fonction du glissement quand celui-ci varie de 100 % à 0 % bien que la plage d'utilisation soit limitée à 10 % environ. Ces courbes sont complétées par des valeurs ne figurant pas dans le tableau.

A. En fonction de la puissance utile (fig. 13.02).

a) Courant. — Il croît avec P_u.

b) Glissement. — Il augmente quand la puissance augmente mais ne dépasse pas quelques pour cent pour la valeur nominale.

c) Facteur de puissance. — Il s'améliore quand la charge augmente et est maximal au voisinage de la charge nominale.

d) Rendement. — Mêmes remarques que pour le facteur de puissance.

e) Couple moteur. — Il est sensiblement proportionnel à la puissance utile.

B. En fonction du glissement (fig. 13.03).

a) Courant. — Il reste très élevé pendant le démarrage jusqu'à un glissement de 20% environ.

b) Couple. — Il croît jusqu'à un maximum correspondant à un glissement de 20% environ puis décroît presque linéairement pour s'annuler quand g est voisin de zéro. Le couple maximal est à peu près égal au double du couple nominal.

c) Expression du moment du couple moteur. — en fonction du glissement, le couple s'écrit :

$$T = \frac{Ag}{1 + kg^2}$$

où A et k sont deux constantes dépendant du moteur considéré; toutefois, pour les moteurs actuellement fabriqués, k est compris entre 25 et 100. Dans cette formule, le glissement g doit être exprimé sous forme décimale; exemple : 0,05 pour 5%.

8° Conclusion pour les moteurs à cage. — Les caractéristiques varient d'un moteur à l'autre mais leur allure est conservée. Pour information nous donnons dans le tableau ci-dessous les performances d'une série de moteurs de conceptions sensiblement identiques mais dont les puissances varient de 60 W à 560 kW soit dans le rapport de 1 à 10000.

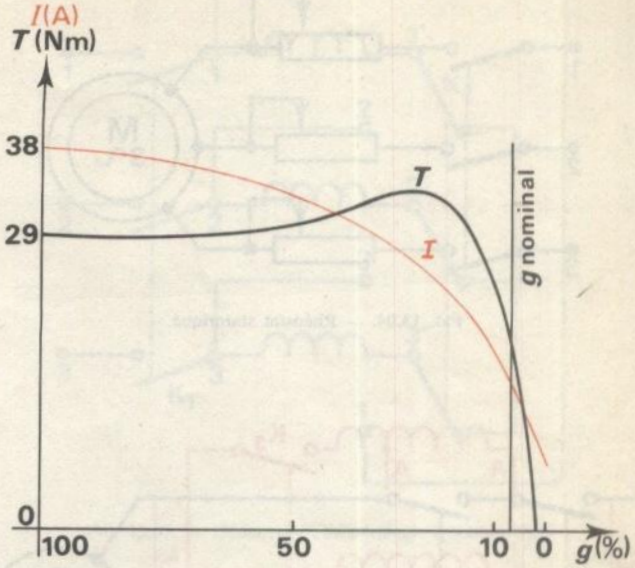


FIG. 13.03. — Courbes tracées en prenant le glissement pour variable.

P_N (kW)	g_N (%)	η (%)	$\cos\varphi_N$	$\frac{T_{dd}}{T_N}$	$\frac{I_{dd}}{I_N}$	masse (kg)
0,06	8	60	0,62	2	3	3,3
0,55	6,7	70	0,73	2	4	6
5,5	2,8	84	0,91	2	6,5	64
55	1,7	90	0,88	1,7	6,8	420
550	1	95	0,89	1,2	5,7	3850

Ce tableau montre clairement que les performances glissement, rendement, facteur de puissance s'améliorent quand la puissance augmente et que le couple de démarrage direct est toujours supérieur au couple nominal. Seul le courant excessif, consommé lors d'un démarrage direct, interdit celui-ci pour les moteurs moyens et gros. Il faudra donc prévoir un procédé de démarrage pour limiter le courant; malheureusement, il se produira aussi une réduction du couple correspondant.

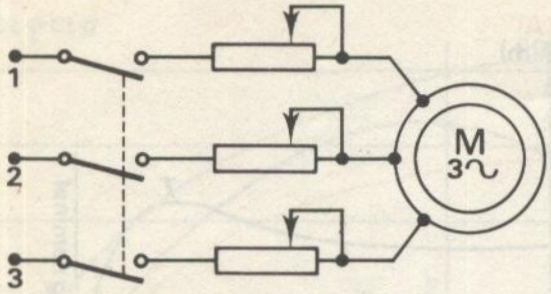


FIG. 13.04. — Rhéostat statorique.

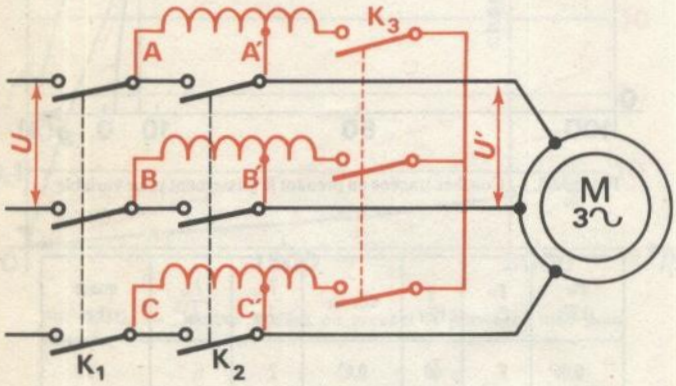


FIG. 13.05. — Démarrage avec auto-transformateur.

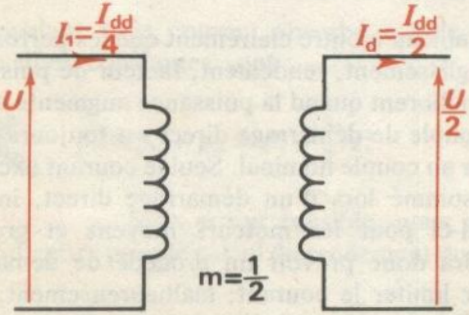


FIG. 13.06. — Le courant appelé est divisé par quatre.

2. Procédés de démarrage d'un moteur à cage.

1° Démarrage direct. — Nous venons d'en préciser les inconvénients, il ne peut être admis que pour les petits moteurs. Au démarrage, donc pour un glissement égal à 100 %, on peut admettre que les couples sont entre eux comme les carrés des **courants absorbés par le moteur.** Nous aurons donc avec un procédé de démarrage quelconque :

$$\frac{T_d}{T_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2.$$

Le procédé de démarrage sera d'autant meilleur que le couple sera plus grand et le courant appelé au réseau plus petit.

2° Rhéostat statorique (fig. 13.04). — A cause des pertes par effet Joule dans le rhéostat, ce procédé est antiéconomique et ne peut être envisagé que pour les petits moteurs. Si au démarrage la tension appliquée au moteur est $\frac{U}{2}$, le courant est sensiblement $\frac{I_{dd}}{2}$ et nous avons :

$$\frac{T_d}{T_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2 = \frac{1}{4}.$$

Le courant a été divisé par 2 et le couple par 4.

Il ne peut plus être envisagé de démarrer à pleine charge.

3° Auto-transformateur (fig. 13.05).

1er temps. — K_2 étant ouvert on ferme K_3 puis K_1. Le moteur est alimenté à travers le transformateur sous la tension réduite U' (entre phases).

2e temps. — On ouvre K_3 : le moteur est en série avec les réactors AA', BB', CC'.

3e temps. — On ferme K_2 : le moteur est directement relié au réseau.

Si le rapport de transformation est $\frac{1}{2}$, $U' = \frac{U}{2}$ et le courant est $I_d = \frac{I_{dd}}{2}$ dans le moteur, mais le courant appelé au réseau n'est que $I_1 = \frac{I_d}{2} = \frac{I_{dd}}{4}$ (propriétés des transformateurs, fig. 13.06). Le rapport des couples est :

$$\frac{T_d}{T_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2 = \frac{1}{4}.$$

Le couple est encore divisé par 4 mais le courant fourni par le réseau l'est également. Ce procédé est supérieur au précédent (dans lequel le courant n'était divisé que par 2).

4° Démarrage étoile-triangle (fig. 13.07). — Les enroulements du stator sont couplés en étoile au démarrage (K_1 fermé, K_2 à droite) puis en triangle pour le fonctionnement en charge (K_1 fermé, K_2 à gauche).

Pour un démarrage en triangle, la tension appliquée à un enroulement est U (tension entre phases) et le courant dans cet enroulement est J_{dd}, mais le courant fourni par le réseau est $I_{dd} = J_{dd}\sqrt{3}$ (propriétés du triphasé, fig. 13.08). Pour un démarrage en étoile, la tension appliquée à un enroulement est $\frac{U}{\sqrt{3}}$ et le courant, identique pour un enroulement et le réseau, est $I'_d = J'_d = \frac{J_{dd}}{\sqrt{3}}$ (fig. 13.08). Le rapport des couples est égal au rapport du carré ***des courants dans le moteur :***

$$\frac{T_d}{T_{dd}} = \left(\frac{J'_d}{J_{dd}}\right)^2 = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2 = \frac{1}{3}.$$

Le rapport des courants fournis par le réseau est :

$$\frac{J'_d}{I_{dd}} = \frac{\frac{J_{dd}}{\sqrt{3}}}{J_{dd}\sqrt{3}} = \frac{1}{3}.$$

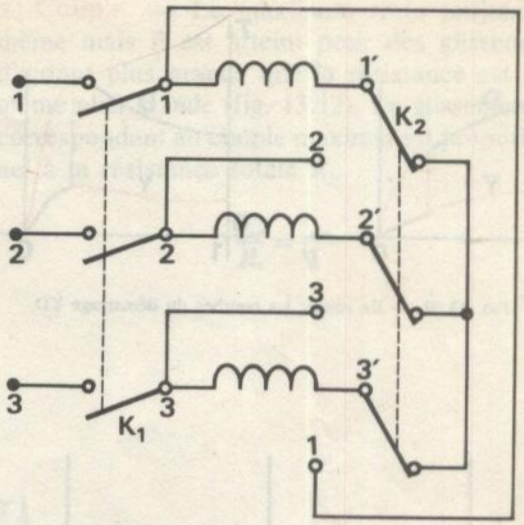


FIG. 13.07. — Démarrage étoile-triangle (position Y).

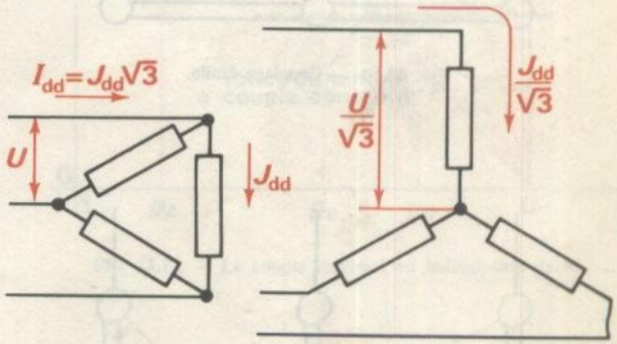


FIG. 13.08. — Comparaison des courants.

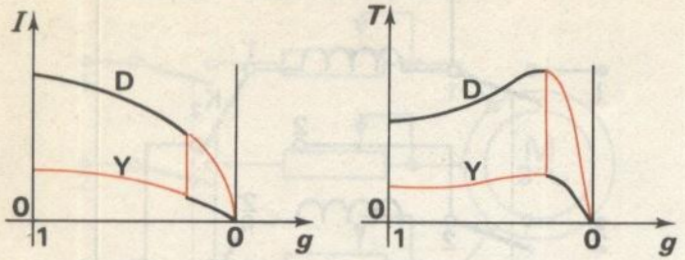


FIG. 13.09. — En rouge, les courbes du démarrage YD.

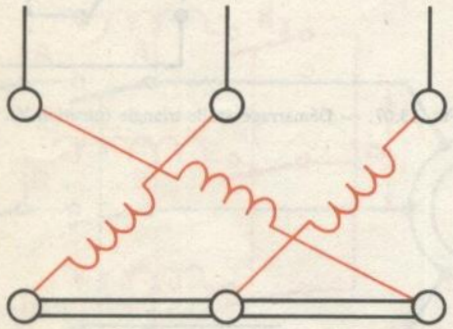


FIG. 13.10. — Couplage étoile.

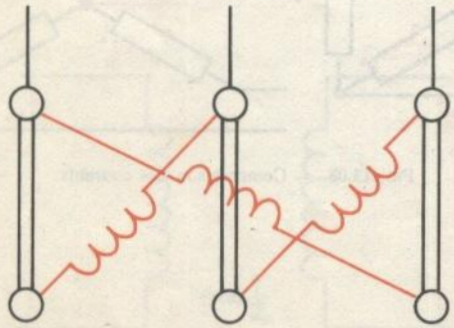


FIG. 13.11. — Couplage triangle.

Ce procédé a donc la même valeur que le précédent, puisque couple et courant sont divisés par le même nombre.

Bien entendu, lors du passage de l'étoile au triangle il y aura une nouvelle pointe de courant (fig. 13.09). Le démarrage à pleine charge est impossible puisque si $T_{dd} = 1{,}5\ T_N$, on aura $T_d = 0{,}5\ T_N$.

Ce procédé ne peut être utilisé que si le moteur est prévu pour le couplage triangle avec le réseau dont on dispose. Les moteurs offrant cette possibilité portent sur leur plaque l'indication de deux tensions, par exemple 220/380 V, et possèdent 6 bornes (fig. 13.10 et 13.11). On ne pourra leur appliquer que 220 V en triangle, le réseau doit donc être 127/220 V.

Remarquer que le moteur peut fonctionner sur le réseau 220/380 V mais seulement en étoile.

3. Moteur à rotor bobiné.

1° Essai en charge. — Si nous court-circuitons les enroulements du rotor, nous obtenons des caractéristiques comparables à celles d'un moteur à cage. Signalons cependant que le démarrage ne posant plus de problèmes, le moteur est calculé pour un fonctionnement nominal correspondant à un glissement plus faible donc à un rendement supérieur.

2° Influence de la résistance du rotor sur le démarrage. — Le rhéostat de démarrage restant en circuit (fig. 12.16), étudions l'influence de sa résistance sur le courant absorbé au démarrage et sur le couple correspondant, la tension appliquée au stator restant constante. Si R est la résistance

d'une phase du rotor et R' celle du rhéostat, la résistance totale est $R_t = R + R'$. Faisons varier ce total de R (rotor seul) à 10 R (tout le rhéostat en circuit). Pour le moteur utilisé nous avons : $R = 0{,}2\ \Omega$, le courant nominal est $I_N = 36$ A et le couple nominal $T_N = 80$ Nm.

$R'(\Omega)$	$R_t(\Omega)$	I_d(A)	T_d(Nm)
0	0,2	90	28
0,2	0,4	85	50
0,4	0,6	80	70
1	1,2	65	110
1,8	2	45	120

3° Analyse des résultats. — Au démarrage, l'introduction de tout le rhéostat divise donc le courant par 2 (45 au lieu de 90) et multiplie le couple par $\frac{120}{28} \approx 4{,}3$ par rapport au démarrage direct ($R' = 0$).

Quelles seraient les données correspondantes pour un moteur à cage? Pour avoir $T_{dd} = 120$ ($\approx 28 \times 4{,}3$) le courant absorbé serait approximativement multiplié par :

$$\sqrt{4{,}3} \approx 2 \quad \text{soit} \quad I_{dd} = 90 \times 2 = 180 \text{ A}.$$

Avec le rotor bobiné et le rhéostat de démarrage nous avons le même couple avec un courant divisé par $\frac{180}{45} = 4$. Ce procédé de démarrage, inutilisable avec un rotor à cage, est donc nettement supérieur à tous les autres.

4° Courbes en charge. — Nous traçons les courbes du couple et du courant en fonction du glissement pour différentes valeurs de R_t.

a) Couple. — Le maximum reste toujours le même mais il est atteint pour des glissements d'autant plus grands que la résistance est elle-même plus grande (fig. 13.12). Le glissement g_m correspondant au couple maximal est proportionnel à la résistance totale R_t.

$$\frac{g_m}{R_t} = C^{te}$$

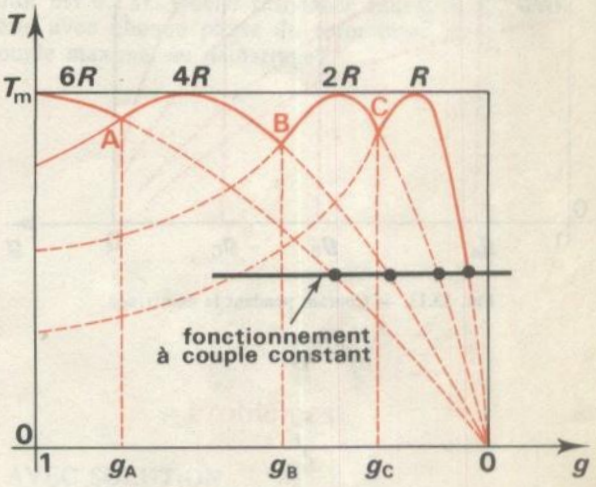


FIG. 13.12. — Le couple maximal est indépendant de R.

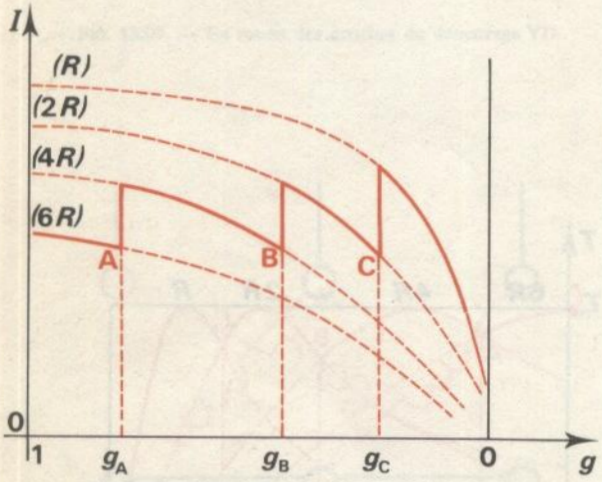


FIG. 13.13. — Courant pendant le démarrage.

b) Courant. — Pour un glissement déterminé, il diminue quand R_t augmente mais ne lui est pas inversement proportionnel. Quand R_t est multipliée par 10 il est à peu près divisé par 2. Quelle que soit R_t, la courbe du courant en fonction du glissement a la même allure : courant variant peu pour les forts glissements puis décroissant rapidement quand le glissement est faible (fig. 13.13).

5° Utilisation du rhéostat pendant la période du démarrage. — On démarre avec le maximum de résistance puis on change de plots en A puis en B, puis en C de façon à maintenir le couple au voisinage du maximum. Les graphes du couple et du courant pendant le démarrage sont soulignés en gras sur les figures 13.12 et 13.13.

6° Fonctionnement à vitesse variable. — Si le moteur entraîne un système ayant un couple résistant constant, on pourra faire varier sa vitesse par action sur le rhéostat de démarrage puisque l'augmentation de R_t oblige le moteur à ralentir pour qu'il puisse maintenir le même couple (gros points noirs de la fig. 13.12). Ce procédé produisant une forte dissipation d'énergie (gP_u) n'est pas économique.

7° Procédés de démarrage. — On peut naturellement utiliser ceux du moteur à cage mais il est évident que le procédé par rhéostat rotorique leur sera préféré puisque supérieur. La manœuvre du rhéostat doit être assez lente (quelques secondes). Il est en outre nécessaire de ne pas oublier de la replacer en position D (démarrage) avant une nouvelle mise en route.

6. Applications du moteur asynchrone.

1° Utilisation en moteur. — C'est le moteur universellement utilisé pour entraîner les machines-outils. Le moteur à cage est robuste et simple. Comme il ne comporte aucun contact tournant (pas d'étincelles) il peut être utilisé là où il y a des risques d'explosion. Le moteur à rotor bobiné lui est préféré quand le démarrage doit être effectué à pleine charge avec un courant raisonnable.

2° Génératrice asynchrone. — Un moteur asynchrone entraîné à une vitesse supérieure au synchronisme peut débiter de la puissance active sur un réseau mais continue à emprunter à celui-ci la puissance réactive dont il a besoin : il fonctionne en génératrice asynchrone. Celle-ci est utilisée pour exploiter des petites chutes d'eau isolées ou peu accessibles, elle fonctionne sans surveillance.

La génératrice pourrait être utilisée sur un réseau isolé à condition de lui adjoindre une batterie de condensateurs qui lui fournirait l'énergie réactive dont elle a besoin.

3° Démarrage d'un moteur synchrone. — Nous avons déjà signalé la présence des **amortisseurs Leblanc** qui forment une véritable cage d'écureuil. On peut donc obtenir le démarrage en asynchrone du moteur synchrone par simple fermeture de l'interrupteur d'alimentation du stator; quand la pleine vitesse est atteinte (glissement de l'ordre de 1 %), on alimente le rotor en courant continu pour obtenir la synchronisation. Tous les procédés de démarrage du moteur à cage peuvent naturellement être utilisés.

Exercices

13.01. — Un moteur à cage dont les enroulements statoriques sont en triangle absorbe 75 A et fournit un couple de 90 Nm en démarrage direct. Quels sont le courant absorbé et le couple moteur en démarrage étoile?

13.02. — Un moteur à cage porte l'indication 380/660 V. Sur quel réseau triphasé peut-on utiliser le démarrage étoile-triangle?

13.03. — Un moteur bobiné fournit son couple maximal pour $g = 12{,}5\,\%$. La résistance d'une phase du rotor est 0,1 Ω. Quelle résistance faut-il mettre en série avec chaque phase du rotor pour obtenir le couple maximal au démarrage?

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

13.04. — Un moteur asynchrone triphasé à cage absorbe à pleine charge un courant de 340 A et une puissance de 207 kW sous une tension 380 V, 50 Hz; le glissement est alors $g = 1{,}2\,\%$. Connaissant la résistance entre bornes du stator : $r = 0{,}018\ \Omega$ et les pertes constantes : 5200 W, calculer :

1° Le facteur de puissance et la fréquence de rotation (4 pôles).

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple transmis au rotor et le couple utile.

Solution

1° Facteur de puissance :

$$\cos\varphi = \frac{P}{UI\sqrt{3}} = \frac{207\,000}{380 \times 340 \times 1{,}732} = 0{,}925.$$

Fréquence :

$$n' = 1500\,(1-g) = 1500\,(1-0{,}012) = 1482 \text{ tr/min.}$$

2° Pertes par effet Joule dans le stator :

$$p_{js} = \frac{3}{2} rI^2 = \frac{3}{2} \times 0{,}018 \times 340^2 = 3120 \text{ W} = 3{,}12 \text{ kW.}$$

Pertes constantes : nous admettons le partage par moitié :

$$p_{fs} = p_m = \frac{5200}{2} = 2600 \text{ W} = 2{,}6 \text{ kW.}$$

Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = 207 - 3{,}12 - 2{,}6 = 201{,}280 \text{ kW.}$$

Pertes par effet Joule dans le rotor :

$$p_{jr} = gP_{tr} = \frac{1{,}2}{100} \times (201{,}280) = 2{,}415 \text{ kW.}$$

Puissance utile :

$$P_u = P_a - p_{js} - p_{fs} - p_{jr} - p_m$$
$$= 207 - (3{,}12 + 2{,}6 + 2{,}415 + 2{,}6) \approx 196{,}3 \text{ kW.}$$

Rendement :

$$\eta = \frac{196{,}3}{207} = 0{,}948 \quad \rightarrow \quad 94{,}8\,\%.$$

3° Couple transmis :

$$\Omega = \frac{2\pi \times 1500}{60} = 50\pi = 157 \text{ rad/s}$$

$$T = \frac{P_{tr}}{\Omega} = \frac{201\,280}{157} = 1280 \text{ Nm.}$$

Couple utile :

$$\Omega' = \frac{2\pi \times 1482}{60} \approx 155$$

$$T_u = \frac{P_u}{\Omega'} = \frac{196\,300}{155} = 1265 \text{ Nm.}$$

N. B. — La différence correspond au couple perdu par frottements et ventilation.

II. A RÉSOUDRE.

13.05. — Un moteur asynchrone triphasé, simple cage, 8 pôles, fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phase du stator est $r = 0{,}15\ \Omega$. Calculer pour les différentes charges :

1° Le facteur de puissance et la fréquence de rotation.

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple transmis au rotor.

Tracer en fonction de la puissance utile les courbes du rendement, du couple et du facteur de puissance.

FONCTIONNEMENT	I (A)	P_a (W)	g %
Vide	30	1 400	0,15
Demi-charge	43	20 600	1,3
Charge nominale	73	40 800	2,7
Surcharge	110	63 000	4,6

13.06. — Un moteur asynchrone triphasé, double cage, 8 pôles, fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phases du stator est $r = 0{,}16\ \Omega$. Calculer pour les différentes charges :

1° Le facteur de puissance et la fréquence de rotation.

2° Les différentes pertes, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple transmis au rotor.

Tracer en fonction de la puissance utile les courbes du rendement, du facteur de puissance et du couple.

FONCTIONNEMENT	I (A)	P_a (W)	g %
Vide	30	1 200	0,25
Charge nominale	63	33 000	2,1
Double charge	155	68 000	8,4

13.07. — On donne pour plusieurs valeurs du glissement, le courant et le couple d'un moteur asynchrone triphasé dont le stator est en triangle. Le glissement nominal est de 2,7 %, le moteur a 8 pôles et fonctionne sous 380 V, 50 Hz. La résistance entre phases du stator est $r = 0{,}15\ \Omega$.

1° Tracer en fonction du glissement les courbes du courant et du couple.

2° Calculer les rapports des valeurs du démarrage aux valeurs nominales.

3° Calculer pour chaque valeur de g, la fréquence de rotation et la puissance utile.

4° Que deviennent le courant appelé et le couple moteur dans le démarrage en étoile?

g %	I (A)	T (Nm)
100	370	1073
80	355	1077
60	328	1049
40	302	1040
20	264	1103
13,3	227	1146
4,6	110	745
2,7	73	486
1,3	27	240

14
ORGANISATION DE LA MACHINE BIPOLAIRE A COURANT CONTINU (MOTEUR ET GÉNÉRATRICE)

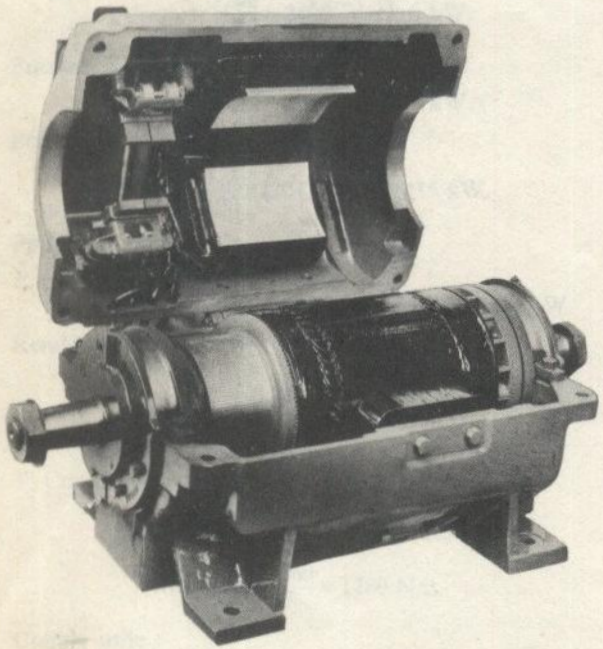


FIG. 14.01. — Machine à courant continu.

1. Description générale[1].

1° — La machine comporte deux parties principales :

— l'une fixe, appelée **stator,** est un électroaimant et aura le rôle d'**inducteur;**

— l'autre mobile, appelée **rotor,** est l'armature tournante (de l'électroaimant) et aura le rôle d'**induit.**

La figure 14.01 est la photographie d'une machine complète à quatre pôles principaux et dont l'inducteur est ouvert.

2° **Inducteur** (fig. 14.02). — Il est constitué par[2] :

a) Une culasse en acier coulé (C). — C'est la carcasse de la machine, elle supporte toutes les parties fixes et, aux extrémités, les deux paliers (non représentés) dans lesquels tourne l'arbre qui porte le rotor. Cette culasse ferme le circuit magnétique de la machine.

(1) Nous traitons la question du point de vue électrique sans entrer dans les détails mécaniques.

(2) Les lettres renvoient à la figure 14.02.

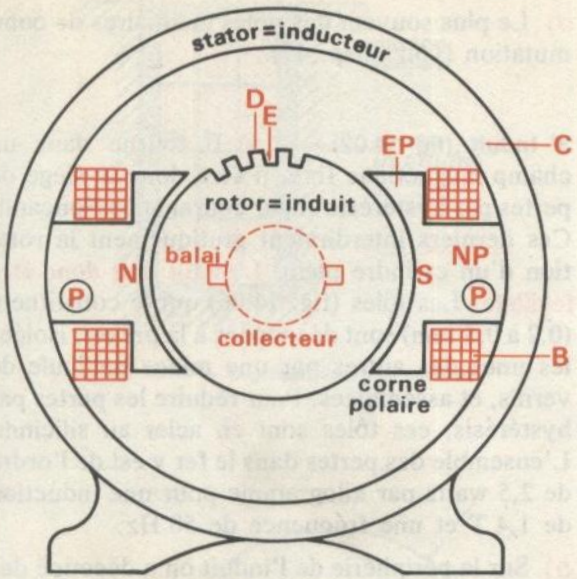


FIG. 14.02. — Dessin simplifié d'une machine à courant continu.

b) Deux pôles principaux (P). — Ils sont le plus souvent, pour des raisons économiques, formés de tôles épaisses de 1,5 mm, découpées (fig. 14.03) puis assemblées. On notera sur la photo 14.03 la présence **d'encoches** destinées à l'enroulement compensateur (voir chap. 17). Les trous servent à l'assemblage des tôles par tiges cylindriques.

Parfois le **noyau polaire** (NP) est en acier doux plein et **l'épanouissement polaire,** ou pièce polaire (EP), est feuilleté pour réduire les pertes par courants de Foucault qui seraient dues au **papillotement** des lignes de champ (voir § 3).

c) Les bobines (B) inductrices (fig. 14.04) sont placées autour des pôles. Leurs ampèretours produisent le flux. Ces bobines sont bobinées de façon que l'un des épanouissements polaires soit une face Nord et l'autre Sud (fig. 14.05).

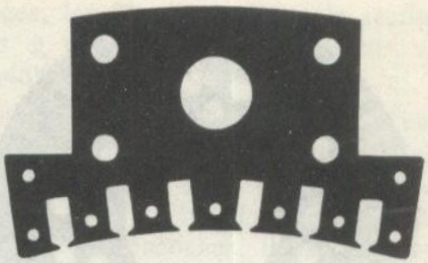


FIG. 14.03. — Tôle de pôle principal.

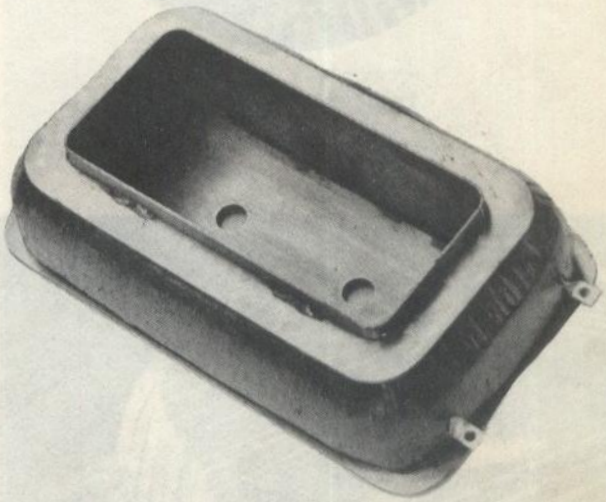


FIG. 14.04. — Bobine inductrice montée sur carcasse isolante.

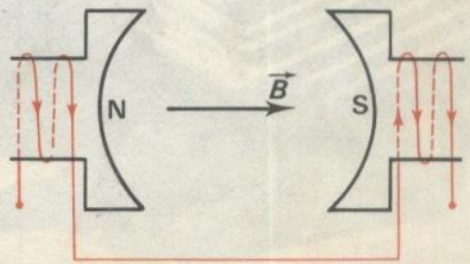


FIG. 14.05. — Couplage des bobines inductrices.

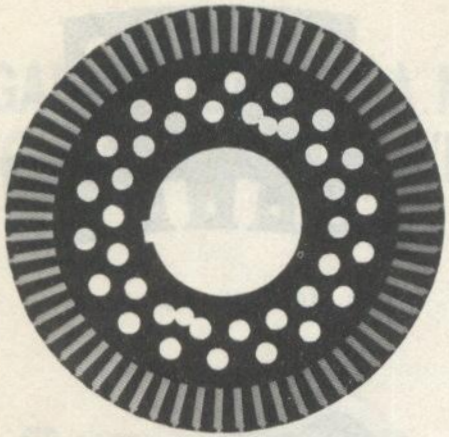


FIG. 14.06. — Tôle d'induit.

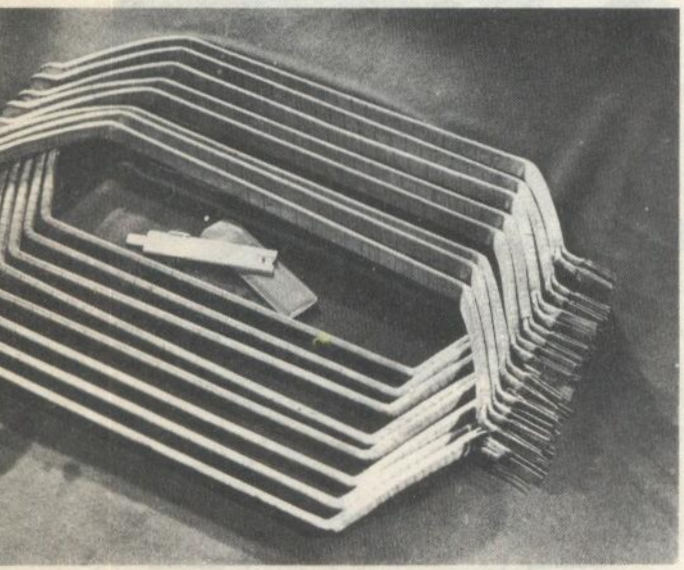


FIG. 14.07. — Section d'induit.

d) Le plus souvent des pôles auxiliaires de commutation (voir chap. 17).

3° Induit (fig. 14.02). — *a*) Il tourne dans un champ magnétique fixe, il sera donc le siège de pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ces derniers interdiraient pratiquement la rotation d'un cylindre plein. **L'induit doit donc être feuilleté.** Les tôles (fig. 14.06) qui le constituent (0,2 à 0,5 mm) sont découpées à la presse, isolées les unes des autres par une mince pellicule de vernis, et assemblées. Pour réduire les pertes par hystérésis, ces tôles sont en acier au silicium. L'ensemble des pertes dans le fer y est de l'ordre de 2,5 watts par kilogramme pour une induction de 1,4 T et une fréquence de 50 Hz.

b) Sur la périphérie de l'induit on a découpé des **encoches** (ou rainures), (E) dans lesquelles viendront se loger les conducteurs de l'induit. Le morceau de tôle restant entre deux encoches s'appelle une **dent** (D).

c) Le diamètre extérieur de l'induit est à peine inférieur au diamètre intérieur de l'inducteur : quelques millimètres seulement qui constituent les deux **entrefers.**

2. Partie électrique de l'induit.

1° Bobinage.

a) Chaque fil pris isolément s'appelle un **conducteur,** deux conducteurs forment une **spire,** les spires sont groupées par **section** (fig. 14.07) et les sections par **bobine** avant la mise en place dans les encoches.

Chaque fil est isolé par un ruban imprégné de vernis.

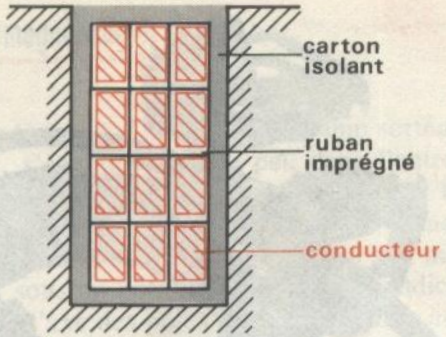


FIG. 14.08. — Logement dans une encoche.

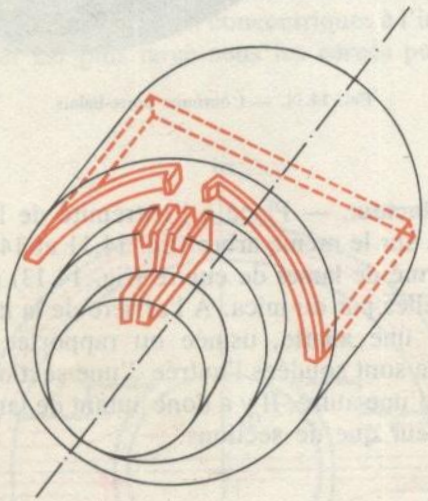


FIG. 14.09. — Les extrémités d'une même section vont à deux lames de collecteur voisines.

b) Logement des conducteurs dans une encoche (fig. 14.08).

c) Disposition d'une section sur le rotor d'une machine bipolaire. — Les deux moitiés se trouvent dans des encoches presque diamétralement opposées; les fils de sortie de la section sont soudés à deux lames de collecteur voisines (fig. 14.09).

d) Frettage. — Lors de la rotation, à cause de l'inertie centrifuge, les conducteurs ont tendance à sortir de l'encoche. Une cale trapézoïdale les en empêchent (fig. 14.10). Les têtes de bobines étant hors des encoches, il est nécessaire de placer autour d'elles des **frettes** en fil ou en ruban d'acier pour les maintenir (fig. 14.11).

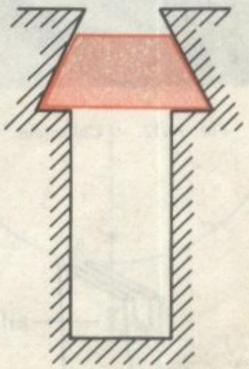


FIG. 14.10. — Cale placée dans une encoche.

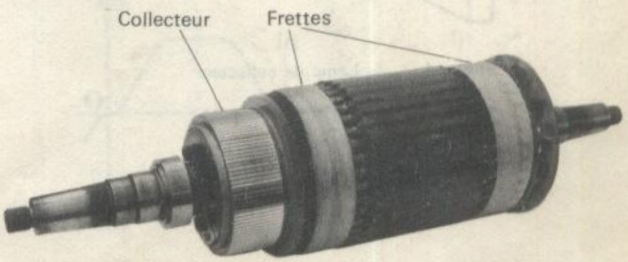


FIG. 14.11. — Le rotor, le collecteur et les frettes.

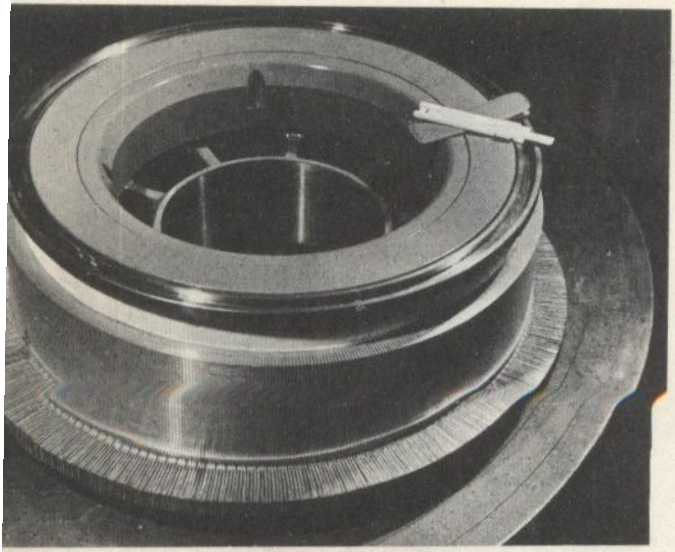


FIG. 14.12. — Collecteur.

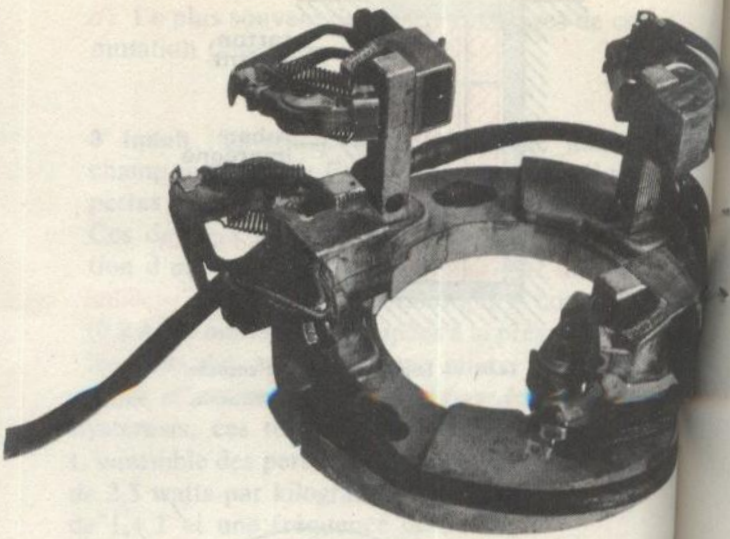


FIG. 14.14. — Couronne porte-balais.

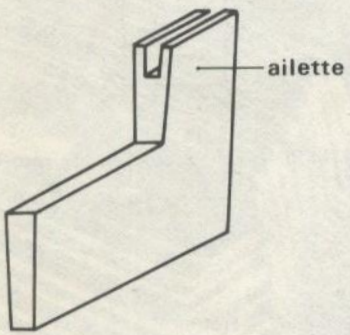


FIG. 14.13. — Lame de collecteur.

2° Collecteur. — Placé à l'extrémité de l'induit et calé sur le même arbre (fig. 14.11 et 14.12), il est formé de **lames** de cuivre (fig. 14.13) isolées entre elles par du mica. A l'arrière de la lame se trouve une **ailette,** usinée ou rapportée, dans laquelle sont soudées l'entrée d'une section et la sortie d'une autre. Il y a donc autant de lames de collecteur que de sections.

3° Balais. — Fixés sur la carcasse par l'intermédiaire de **porte-balais** (fig. 14.14) ils sont en carbone et frottent sur le collecteur grâce à des ressorts. Puisque le collecteur tourne, le contact avec les balais est **glissant** et la densité de courant admise est relativement faible : 10 A/cm^2 environ; bien souvent il y a non pas un seul balai mais une ligne de balais.

Les balais sont placés sur l'axe des pôles principaux.

3. Spectre magnétique et flux.

1° Dans le fer. — Les lignes de champ sortent du pôle N, s'épanouissent un peu dans l'entrefer, traversent l'induit et entrent dans le pôle S. Elles retournent au pôle N par les deux demi-culasses. Le flux dans la culasse est donc égal à la moitié du flux sous un pôle (fig. 14.15). Perpendiculairement à l'axe des pôles se trouve le *plan neutre* qui coupe le plan de la figure 15 suivant la **ligne neutre** « **l.n.** ».

2° Dans l'entrefer. — Les épanouissements polaires ne sont pas tout à fait concentriques à l'induit, l'entrefer est plus large sous les **cornes polaires** (fig. 14.16), les lignes de champ y sont moins serrées et l'induction décroît quand on va de l'axe des pôles vers les extrémités. Elle est nulle sur la ligne neutre. La figure 14.17 donne l'allure approximative de la courbe $b\,(\theta)$.

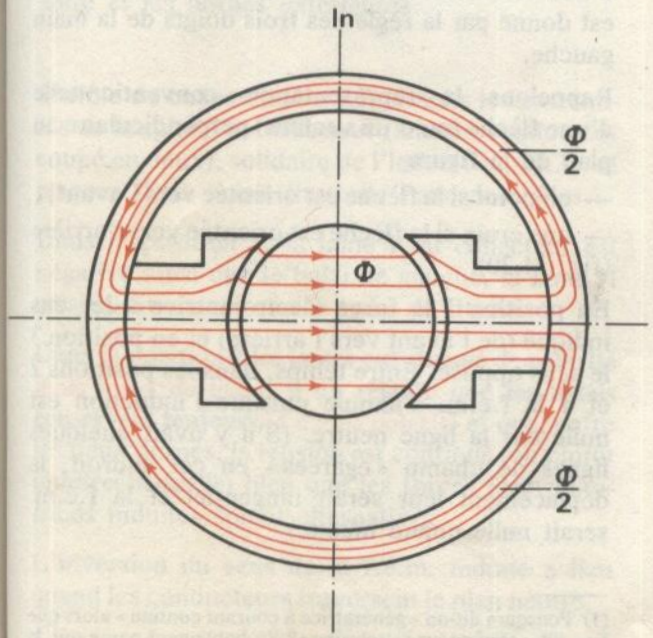


FIG. 14.15. — Lignes de champ.

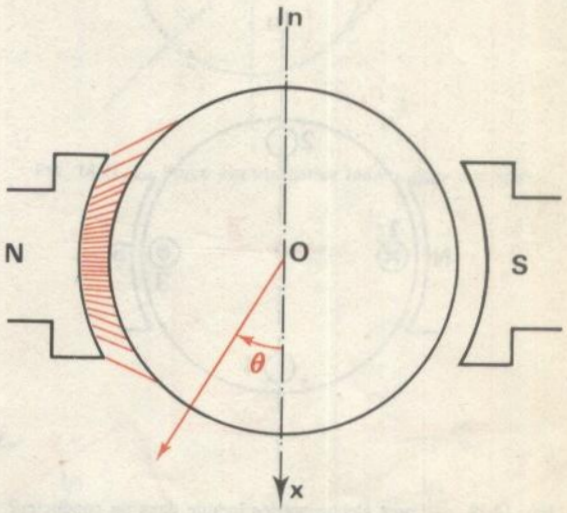


FIG. 14.16. — Lignes de champ dans l'entrefer.

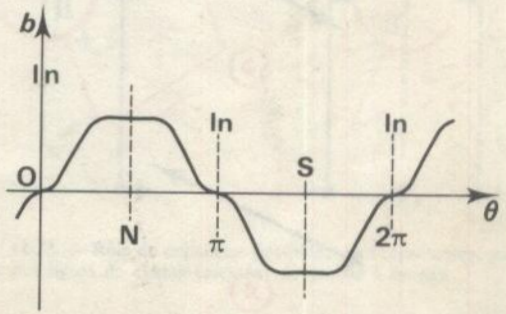


FIG. 14.17. — Variation de l'induction b dans l'entrefer en fonction de l'angle θ mesuré à partir de Ox sur la figure 19.16.

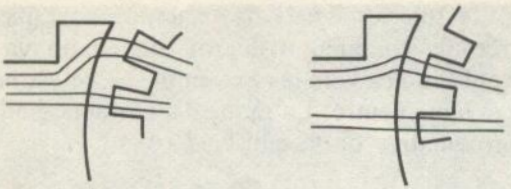


FIG. 14.18. — Lignes de champ pour deux positions différentes des dents.

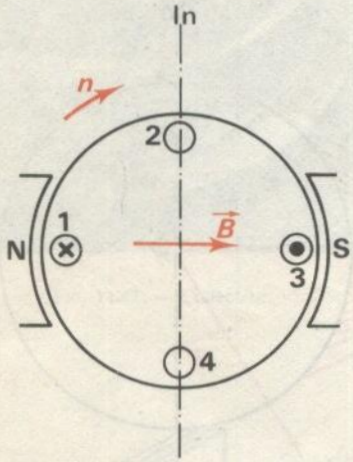


FIG. 14.19. — Force électromotrice induite dans un conducteur.

FIG. 14.20. — En rouge, représentation conventionnelle des « vecteurs-flèches ».

3° Papillotement des lignes de champs. — Lors du défilé alterné des dents et des encoches, les lignes de champ, qui ont tendance à se concentrer dans les dents, se déplacent autour d'une position moyenne, c'est le papillotement (fig. 14.18). L'épanouissement polaire est donc le siège de courants de Foucault, c'est pourquoi il est quelquefois feuilleté.

4. Principe du fonctionnement en génératrice[1].

1° Existence d'une force électromotrice induite.

a) Considérons un conducteur unique placé sur l'induit qui tourne (fig. 14.19). Le conducteur coupe des lignes de champ, il est donc le siège d'une force électromotrice induite dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main gauche.

Rappelons la représentation conventionnelle d'une flèche (ou d'un vecteur) perpendiculaire au plan de la figure :

— un point si la flèche est orientée vers l'avant;

— une croix si la flèche est orientée vers l'arrière (fig. 14.20).

En position 1 la force électromotrice a le sens indiqué (de l'avant vers l'arrière) et en position 3 le sens opposé. Entre temps, dans les positions 2 et 4 la f.é.m. s'annule puisque l'induction est nulle sur la ligne neutre. (S'il y avait quelques lignes de champ « égarées » en cet endroit, le déplacement leur serait tangentiel et la f.é.m. serait nulle quand même.)

(1) Pourquoi dit-on « génératrice à courant continu » alors que l'on dit « générateur synchrone »? Probablement parce que la première s'appelle aussi « une dynamo » alors que le second est un « alternateur ».

Le conducteur est donc le siège d'une **force électromotrice alternative.**

b) Si nous considérons maintenant une spire formée de deux conducteurs diamétralement opposés (fig. 14.21) nous voyons que les deux forces électromotrices alternatives sont de **même sens à l'intérieur de la spire;** la f.é.m. totale, somme des deux, sera également alternative.

Notons que le fil de liaison, situé à l'arrière, ne coupe pas de ligne de champ et n'est donc le siège d'aucune f.é.m. induite. Il en serait de même d'un fil de liaison avant. L'un et l'autre sont des **conducteurs inactifs.**

La force électromotrice s'inversant quand les conducteurs passent sous la ligne neutre, *puisque l'on désire avoir du continu,* il faudra à ce moment précis inverser les connexions entre la spire et les bornes extérieures.

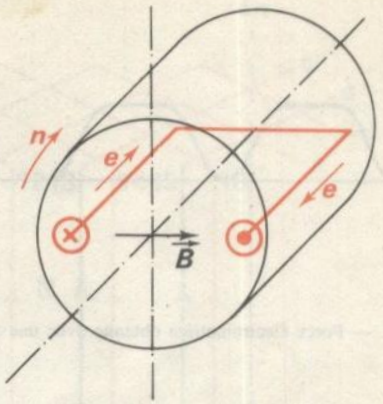


FIG. 14.21. — Force électromotrice induite dans une spire.

2° Rôle du collecteur. — Réunissons les extrémités de la spire à un **collecteur** (anneau conducteur coupé en deux), solidaire de l'induit (fig. 14.22) et plaçons deux **balais fixes** sur l'axe des pôles.

Dans la position 1, la lame I du collecteur est négative ainsi que le balai de gauche, la lame II est positive ainsi que le balai de droite.

Dans la position 2 **les lames ont changé de polarité mais aussi de balai,** il en résulte que **les balais conservent toujours la même polarité** et que, entre les deux bornes, la tension est continue (ou plutôt **unidirectionnelle**) bien que les forces électromotrices induites soient alternatives.

L'inversion du sens de la f.é.m. induite a lieu quand les conducteurs traversent le plan neutre.

L'allure de la force électromotrice obtenue est identique à celle de l'induction de la figure 14.17

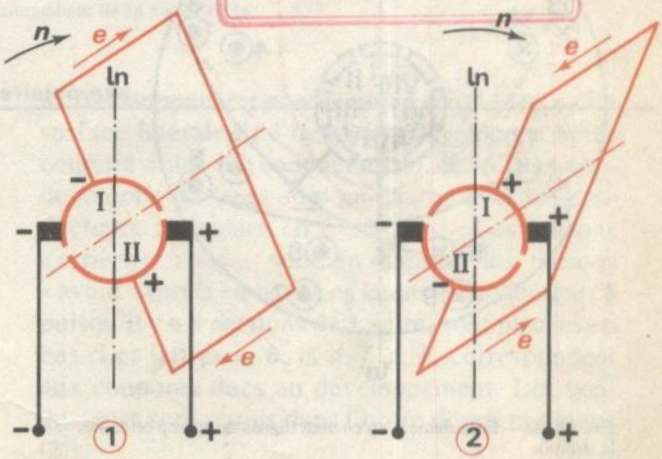


FIG. 14.22. — Rôle du collecteur (les pôles, non représentés, produisent des lignes de champ orientées de gauche à droite).

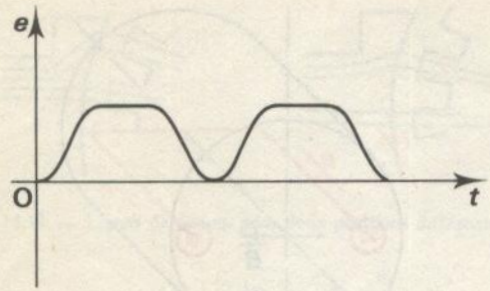


FIG. 14.23. — Force électromotrice obtenue avec une seule spire.

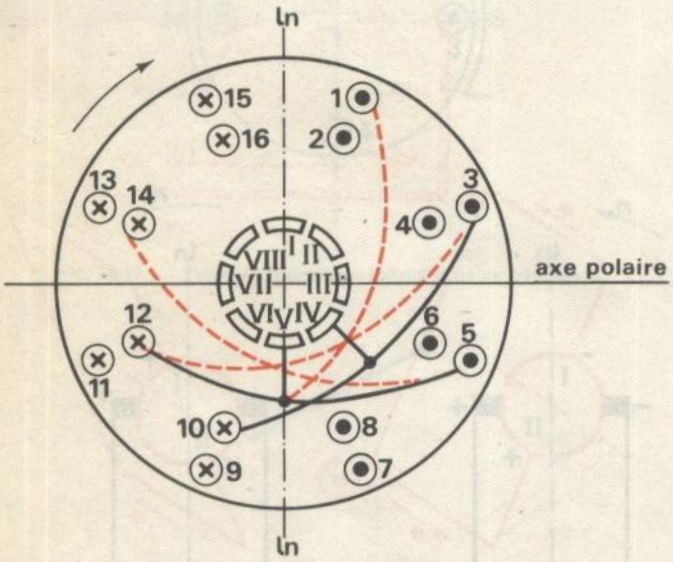


FIG. 14.24. — Enroulement vu en bout (lignes de champ orientées vers la droite).

mais ne comporte pas d'alternance négative (fig. 14.23).

Si nous réunissons les balais par un fil résistant nous obtiendrons un courant. Rappelons que, en l'absence d'autre source de tension, le courant dû à une force électromotrice induite a même sens qu'elle. Les conducteurs seront donc traversés par un courant dont **le sens s'inversera quand ils couperont la ligne neutre.**

5. Enroulement.

1° — L'enroulement d'une machine est complexe et varie d'un type à l'autre. Notre but est seulement de donner une idée sur la façon dont il est réalisé. Pour notre étude nous l'avons choisi en fonction des deux critères suivants : être suffisamment simple et être suffisamment complet. Notre enroulement comportera 16 conducteurs répartis dans 8 encoches.

2° Liaisons des conducteurs.

a) Principe. — Pour que les forces électromotrices induites s'additionnent toujours **quelle que soit la position de l'induit** il faudrait ne réunir entre eux que des conducteurs *diamétralement opposés;* c'est évidemment impossible dès qu'il y a plus de deux encoches.

On réunit donc, soit des conducteurs diamétralement opposés, soit des conducteurs presque diamétralement opposés. Les forces électromotrices s'additionneront alors pendant la plus grande partie d'un tour complet.

b) Réalisations (fig. 14.24). — Les liaisons « arrière » sont en rouge et les liaisons « avant » en noir.

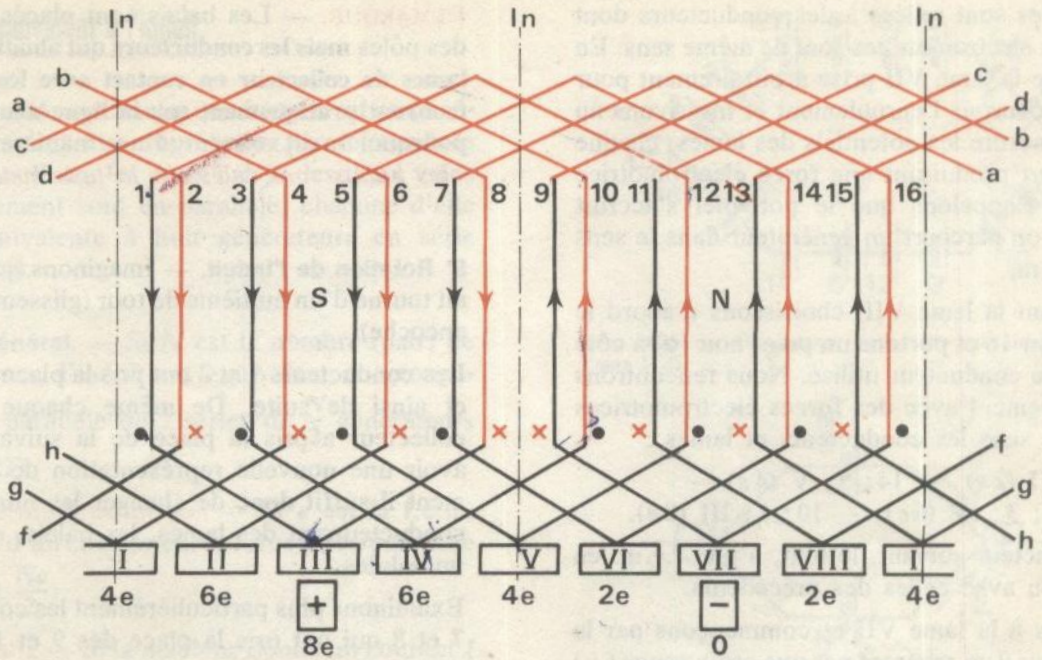


FIG. 14.25. — Développement panoramique de la figure 19.24.

Le conducteur 1 est réuni à l'arrière au 10, le 10 au 3 (à l'avant), le 3 au 12 (à l'arrière) et ainsi de suite. La liaison 10 ; 3 est reliée à la lame IV du collecteur. Nous citons tous les conducteurs dans l'ordre où ils sont réunis : 1 ; 10 ; 3 ; 12 ; 5 ; 14 ; 7 ; 16 ; 9 ; 2 ; 11 ; 4 ; 13 ; 6 ; 15 ; 8 ; 1.

L'enroulement est donc fermé sur lui-même.

Les portions de fil logées dans les encoches sont les **conducteurs actifs** siège de forces électromotrices. Les liaisons sont les conducteurs inactifs, elles ne sont le siège d'aucune force électromotrice mais seront néanmoins traversées par le courant.

Nous n'avons pas achevé la figure 14.24 sans quoi les liaisons l'auraient trop chargée. Nous allons utiliser un autre mode de représentation.

3° Développement panoramique (fig. 14.25). — La surface latérale de l'induit est développée après coupure entre les conducteurs 1 et 16. Les conducteurs extérieurs sont en trait noir et les conducteurs intérieurs en trait rouge. Les liaisons « arrière » (rouge) sont en haut et les liaisons « avant » (noir) en bas. Les lames du collecteur, 8 puisqu'il y a 8 sections de 1 spire, sont placées en bas. Les lettres *a*, *b*, *c*, *d*, *f*, *g*, *h*, correspondent aux coupures dues au développement. Les conducteurs sont réunis dans l'ordre donné ci-dessus (2°).

4° Place des balais. — En regardant l'enroulement nous constatons que deux lames de collecteur sont particulières : la III et la VII. En effet,

elles seules sont reliées à des conducteurs dont les forces électromotrices sont de même sens. En partant de la lame VII prise arbitrairement pour zéro, *parcourons l'enroulement et inscrivons au* fur et à mesure les potentiels des lames, chaque conducteur produisant une force électromotrice notée **e**. Rappelons que le potentiel s'accroît lorsque l'on parcourt un générateur dans le sens de la f.é.m.

En quittant la lame VII, choisissons d'abord le conducteur 16 et portons un point noir (●) à côté de chaque conducteur utilisé. Nous rencontrons successivement avec des forces électromotrices de même sens les conducteurs et lames :

16 ; 7 ; VI ($2e$) - 14 ; 5 ; V ($4e$) -
12 ; 3 ; IV ($6e$) - 10 ; 1 ; III ($8e$).

Le conducteur suivant, le huit, a une f.é.m. en opposition avec celles des précédents.

Revenons à la lame VII et commençons par le conducteur 9 en repérant par une croix rouge (×) les conducteurs utilisés, nous trouvons successivement (attention aux coupures *a*, *b*, *c*... qui compliquent le parcours) :

9 ; 2 ; VIII ($2e$) - 11 ; 4 ; I ($4e$) -
13 ; 6 ; II ($6e$) - 15 ; 8 ; III ($8e$).

Nous constatons que :

a) C'est entre les lames III et VII que la différence de potentiel est la plus grande, nous y placerons donc les balais : ⊕ en III et ⊖ en VII.

b) Pour aller d'un balai à l'autre deux parcours sont possibles : il y a **deux voies d'enroulement.**

c) Chacune de ces voies comporte le même nombre de conducteurs et ceux-ci sont identiquement répartis le long de la périphérie de l'induit. Les deux voies d'enroulement, **électriquement en parallèle,** donneront donc la même force électromotrice totale.

REMARQUE. — Les balais sont placés sur l'axe des pôles **mais les conducteurs qui aboutissent aux lames de collecteur en contact avec les balais se *trouvent pratiquement* sur la ligne neutre.** C'est pourquoi on dit souvent, d'une manière elliptique *« les balais sont calés sur la ligne neutre »*.

5° Rotation de l'induit. — Imaginons que l'induit ait tourné d'un huitième de tour (glissement d'une encoche).

Les conducteurs 1 et 2 ont pris la place des 3 et 4 et ainsi de suite. De même chaque lame de collecteur a pris la place de la suivante. Pour avoir une nouvelle représentation de l'enroulement il suffit donc de changer les numéros des conducteurs et des lames, les balais, eux, étant immobiles.

Examinons plus particulièrement les conducteurs 7 et 8 qui ont pris la place des 9 et 10.

a) **Ils ont traversé la ligne neutre.**

b) **Ils ont changé de voie d'enroulement.**

c) **Leur force électromotrice induite a changé de sens. Il en sera de même du courant qui les traversera quand nous ferons débiter la génératrice** [1].

Ces conclusions sont également valables pour les conducteurs 15 et 16 qui auront pris la place des 1 et 2.

Lorsqu'un conducteur change de voie d'enroulement le courant qui le traverse s'inverse, on dit que le conducteur **commute** et le phénomène correspondant s'appelle **commutation.**

(1) C'est le changement de voie et non l'inversion de la f.é.m. qui produit le changement de sens de courant. Lorsque les balais ne sont pas décalés, c'est le cas ici, les phénomènes sont simultanés.

6. Schéma équivalent à l'induit.

1° Cas étudié. — Chaque conducteur est un générateur et peut être représenté par le symbole d'une pile. Entre les deux balais, les deux voies d'enroulement sont en parallèle, chacune d'elle étant équivalente à huit générateurs en série (fig. 14.26).

2° Cas général. — Si N est le nombre (**pair**) de conducteurs, l'induit est équivalent au groupement en parallèle de 2 séries de $\frac{N}{2}$ générateurs (fig. 14.27).

a) Force électromotrice. — Si e est la f.é.m. moyenne d'un conducteur la force électromotrice totale est $\frac{Ne}{2}$;

b) Courant. — Si la machine débite un courant I chaque conducteur n'est traversé que par la moitié $\frac{I}{2}$ de ce courant.

c) Résistance. — Si r' est la résistance de tous les conducteurs, actifs ou non, mis bout à bout; la résistance d'une voie est $\frac{r'}{2}$ et la résistance équivalente aux deux voies en parallèle est :

$$R' = \frac{r'}{4}$$

La résistance mesurée entre les bornes extérieures est plus grande; outre R' elle comporte : la résistance des balais, des connexions et la résistance du contact entre balais et collecteur. Nous appellerons R la résistance totale entre bornes[1].

(1) Toutes les grandeurs électriques relatives à l'induit seront écrites en majuscules et celles relatives à l'inducteur en minuscules.

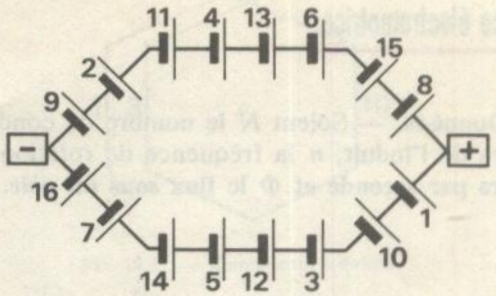


FIG. 14.26. — Groupement équivalent à l'enroulement de la figure 14.25.

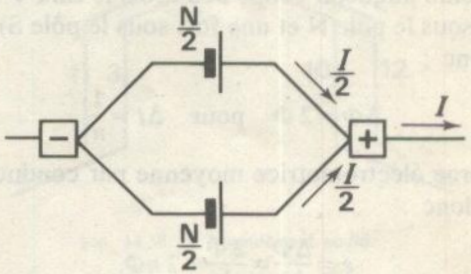


FIG. 14.27. — Groupement équivalent d'une génératrice bipolaire.

Cette résistance doit être mesurée à « chaud » c'est-à-dire à la température d'équilibre atteinte par l'induit après un certain temps de fonctionnement (2 h par exemple).

Si elle a été mesurée à froid (20 °C), elle doit être majorée pour tenir compte de la variation de résistivité due à l'échauffement (une soixantaine de degrés environ). Rappelons la relation : si θ (°C) est la température atteinte,

$$\frac{R_\theta}{1+a\theta} = \frac{R_{20}}{1+20a} \quad \text{soit avec } a \approx 4{,}26\times 10^{-3} \approx \frac{1}{235}(K^{-1})$$

(1) $$R_\theta = R_{20}\,\frac{235+\theta}{235+20}$$

7. Force électromotrice.

1° Données. — Soient N le nombre de conducteurs de l'induit, n la fréquence de rotation en **tours par seconde** et Φ le **flux sous un pôle.**

2° Pour un conducteur. — En $\frac{1}{n}$ seconde, un conducteur quelconque effectue un tour complet au cours duquel il coupe deux fois le flux Φ (une fois sous le pôle N et une fois sous le pôle S). On a donc :

$$\Delta\Phi = 2\Phi \quad \text{pour} \quad \Delta t = \frac{1}{n}$$

la force électromotrice moyenne par conducteur est donc :

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{2\Phi}{\frac{1}{n}} = 2n\Phi.$$

3° Force électromotrice de la machine. — Elle s'obtient en multipliant e par le nombre $\frac{N}{2}$ de conducteurs en série :

$$E = \frac{N}{2} \times 2n\Phi = Nn\Phi$$

(2) $\boxed{E = Nn\Phi}$ $\begin{cases} n & \text{en tr/s} \\ \Phi & \text{en webers} \\ E & \text{en volts} \end{cases}$

4° Ondulation de la force électromotrice. — Nous avons vu au début de ce chapitre que, grâce au collecteur, la f.é.m. fournie par une spire était

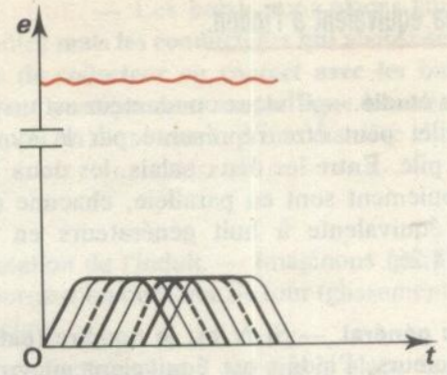


FIG. 14.28. — La force électromotrice totale est légèrement ondulée.

unidirectionnelle mais non continue[1]. Il en est de même des f.é.m. induites dans toutes les spires. Du fait, de l'étalement des conducteurs le long de l'induit, les différentes f.é.m. ne sont pas maximales simultanément (fig. 14.28) et la force électromotrice totale ne s'annule plus comme c'était le cas avec deux conducteurs; néanmoins elle reste légèrement ondulée. L'amplitude de l'ondulation diminue quand le nombre de lames de collecteur augmente et, comme celui-ci est grand, l'ondulation est faible. Pour 50 lames (ce qui est peu) l'ondulation serait égale à 0,4% de E. On peut donc admettre que E est une f.é.m. continue.

5° Production du flux.

Pour obtenir le flux magnétique, il faut que les bobines placées sur les pôles soient parcourues par un courant :
c'est le **courant inducteur** ou **courant d'excitation.**

(1) Rappelons (1re F) qu'une tension est dite continue quand elle est constante.

De deux choses l'une :

— ou ce courant inducteur est fourni par une source auxiliaire : la génératrice est à **excitation indépendante;**

— ou ce courant inducteur est fourni par l'induit de la génératrice : cette dernière est dite **« auto-excitée ».**

REMARQUE : les deux systèmes coexistent dans certaines génératrices.

2. Autre type d'enroulement.

L'enroulement que nous avons donné est **imbriqué.** Après avoir relié le conducteur 10 au 1 nous sommes revenus vers le conducteur 3 en formant une boucle (fig. 14.29). Si nous avions continué à progresser dans le même sens pour aller vers le 3 nous aurions obtenu un enroulement **ondulé** (fig. 14.30).

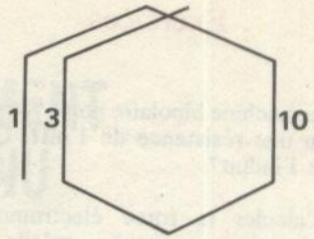


FIG. 14.29. — Enroulement imbriqué.

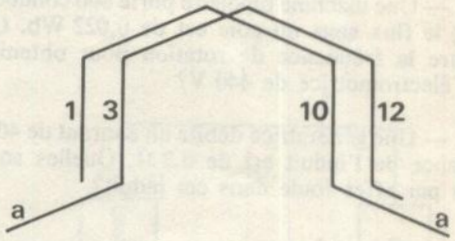


FIG. 14.30. — Enroulement ondulé.

3. Données numériques.

Elles concernent une machine[1] dont :

— la puissance utile est : $P_u = 100$ kW;

— la tension est $U = 250$ V;

— la fréquence de rotation est $n = 1500$ tr/min;

— l'inducteur comporte 4 pôles principaux.

(1) Fabrication Jeumont-Schneider.

Diamètre de l'induit : 0,3 m.
Longueur de l'induit : 0,305 m.
Nombre d'encoches : 42.
Nombre de conducteurs : 252.
Nombre de lames : 126.
Entrefer : 2 fois 2,8 mm.
Flux sous un pôle : 42 mWb.
Induction dans un noyau polaire : 1,5 T.
Induction dans l'entrefer : 0,85 T.
Induction dans l'induit : 1,3 T.
Induction dans une dent : 1,5 à 2,1 T.
Induction dans la culasse : 1,3 T.
Force magnétomotrice par pôle : 1450 A.

Exercices

14.01. — Une machine bipolaire porte 740 conducteurs ayant chacun une résistance de 1 mΩ. Quelle est la résistance de l'induit?

14.02. — Calculer la force électromotrice d'une machine bipolaire sachant qu'elle comporte 600 conducteurs actifs, que sa fréquence de rotation est $n = 25$ tr/s et que le flux sous un pôle est 20 milliwebers.

14.03. — Une machine bipolaire porte 800 conducteurs actifs; le flux sous un pôle est de 0,022 Wb. Quelle doit-être la fréquence de rotation pour obtenir une force électromotrice de 440 V?

14.04. — Une génératrice débite un courant de 40 A, la résistance de l'induit est de 0,2 Ω. Quelles sont les pertes par effet Joule dans cet induit?

Problèmes

A RÉSOUDRE.

14.05. — La fréquence de rotation d'une machine bipolaire est 1440 tr/min. L'induit porte 620 conducteurs actifs et le flux sous un pôle est de 30 mWb. Calculer :

1° La force électromotrice obtenue.

2° La fréquence de rotation qui permettrait d'obtenir une force électromotrice de 500 V.

14.06. — L'induit d'une machine bipolaire porte 560 conducteurs actifs dont la longueur moyenne est 0,7 m (y compris la partie inactive). La force électromotrice est 250 V quand la fréquence de rotation est 1800 tr/min. Calculer :

1° Le flux sous un pôle.

2° La résistance de l'induit sachant que l'enroulement est en cuivre ($\rho = 2 \times 10^{-8}$ Ωm) et que la section du fil est de 5 mm^2.

3° Le courant maximal qui peut traverser la machine si l'on admet une densité de courant de 3,5 A/mm^2 dans les conducteurs.

14.07. — La force électromotrice d'une machine bipolaire est de 120 V quand sa fréquence de rotation est de 20 tr/s.

1° Calculer le nombre de conducteurs actifs si le flux sous un pôle est de 0,015 Wb.

2° Ce nombre de conducteurs étant inchangé, on veut obtenir la même force électromotrice avec une fréquence de rotation de 1500 tr/min. Quelle doit-être la nouvelle valeur du flux?

14.08. — La résistance d'un induit a été mesurée à la température ambiante de 20 °C : $R_{20} = 0{,}324\ \Omega$. Calculer la valeur prise par cette résistance aux températures suivantes (degrés Celsius) : 0 ; 60 ; 80.

15
LES PARAMÈTRES DU FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE A COURANT CONTINU

1. La force électromotrice des générateurs.

1° Loi d'Ohm applicable aux générateurs.

a) Énoncé (conférer « Courant continu » 1re F et fig. 15.01) : les orientations étant celles de la convention générateur, la différence de potentiel, entre les bornes d'un générateur, est égale à sa force électromotrice diminuée du produit de sa résistance interne par l'intensité du courant qu'il débite.

b) Formule [1] :

$$U = E - RI \qquad \begin{cases} R \text{ en ohms} \\ I \text{ en ampères} \\ U, E \text{ en volts} \end{cases}$$

c) Validité de la loi : cette loi est valable pour tous les générateurs, **même si leur force électromotrice et leur résistance interne sont susceptibles de varier au cours du fonctionnement.** Dans ce dernier cas, les valeurs de E et de R à utiliser sont celles de l'instant considéré.

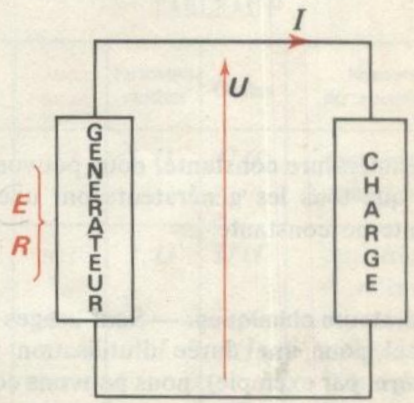


FIG. 15.01.

(1) Pour les machines à courant continu, nous écrivons avec des majuscules les paramètres de l'induit et avec des minuscules, les paramètres de l'inducteur.

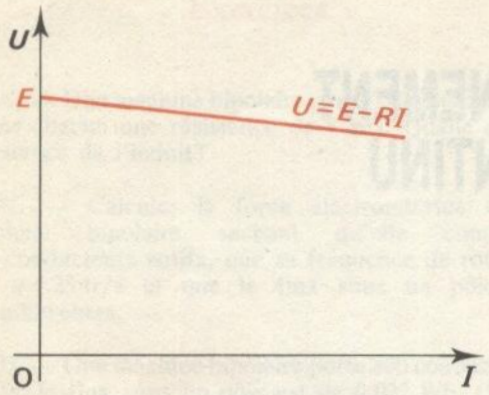


FIG. 15.02. — Générateur affine (E et R constants).

d) A température constante, nous pouvons considérer que tous les générateurs ont une résistance interne constante.

2° Générateurs chimiques. — Sauf usages intempestifs et pour une durée d'utilisation limitée (une heure, par exemple), nous pouvons considérer que les piles et les accumulateurs ont une force électromotrice constante. Dans ces conditions, puisque $R = C^{te}$ et $E = C^{te}$, la fonction

$$I \xrightarrow{f} f(I) = E - RI$$

est affine et sa courbe associée est une droite (fig. 15.02).

3° Génératrice (tournante) à courant continu. — En général, la force électromotrice n'est plus une constante. Nous savons qu'elle dépend de la fréquence de rotation et du flux magnétique :

$$E = Nn\Phi.$$

Le flux lui-même dépend non seulement du courant i d'excitation dans l'inducteur mais aussi, comme nous le verrons, du courant I qui traverse l'induit.

Les valeurs prises par la force électromotrice dépendent finalement des valeurs prises par les trois variables n, i, I et il en est de même de la tension $U = E - RI$; nous pouvons écrire :

$$U = f(n, i, I).$$

Cette écriture est *symbolique* car il n'existe aucune relation mathématique traduisant la fonction f.

2. Harmonisation des rôles des quatre grandeurs.

La tension U pouvant également jouer le rôle de variable, il est préférable de ne pas différencier une grandeur des trois autres et de considérer que le point de fonctionnement, ou état, de la génératrice est défini par l'ensemble des quatre paramètres[1] suivants :

— fréquence de rotation n;
— courant inducteur i;
— courant induit I;
— tension U.

Nous écrirons donc qu'il existe une fonction f telle que :

$$f(n, i, I, U) = 0.$$

Pour une valeur particulière de chacun des paramètres, nous obtiendrons un point de fonctionnement unique A_0 :

$$A_0 \equiv \{n_0, i_0, I_0, U_0\}$$

(1) Nous appellerons désormais paramètres les quatre grandeurs du fonctionnement.

Compte tenu de la relation $f(n, i, I, U)$ qui existe entre les quatre paramètres, **il suffit d'imposer la valeur « indice zéro » à trois d'entre eux** pour que le quatrième ait la valeur convenable et que la génératrice soit dans l'état A_0.

3. Extension à toutes les machines à courant continu.

Quel que soit son mode de fonctionnement (génératrice ou moteur) et quel que soit son mode d'excitation, l'état d'une machine à courant continu est toujours défini par les mêmes paramètres[1].

4. Caractéristiques d'une machine à courant continu.

1° Méthode d'étude. — L'étude du comportement d'une machine ne peut être effectuée en faisant varier simultanément les quatre paramètres. Pour mettre ses propriétés en évidence, on maintient constants deux des paramètres et on étudie l'interdépendance des deux autres, en faisant varier l'un d'eux et en relevant les valeurs correspondantes de l'autre. La courbe associée à ces variations est appelée **caractéristique** de la machine. L'association deux à deux des quatre paramètres montre qu'il existe six familles de caractéristiques pour les machines à courant continu.

(1) Nous ne considérons ici que des machines en régime permanent établi donc, en particulier, à température constante.

2° Familles de caractéristiques. — Elles sont données dans le tableau F. Leur tracé peut être indifféremment obtenu par un fonctionnement en génératrice ou en moteur. Toutefois, compte tenu des utilisations réelles, les familles F1, F2 et F3 obtenues à fréquence constante sont en général tracées en génératrice et F4 et F5 (où la fréquence est variable) sont tracées en moteur. La dernière intéresse les deux modes de fonctionnement.

3°

TABLEAU F

Familles	Paramètres constants	Paramètres variables	Courbes	Noms usuels des caractéristiques
F1	n, I	i, U	$U(i)$	caractéristique à courant constant
F2	n, i	I, U	$U(I)$	caractéristique externe
F3	n, U	i, I	$i(I)$	caractéristique de réglage
F4	I, U	n, i	$n(i)$	caractéristique de réglage de fréquence
F5	i, U	n, I	$n(I)$	caractéristique de fréquence en charge
F6	i, I	n, U	$n(U)$	caractéristique de fréquence sous tension variable

16 GÉNÉRATRICE A EXCITATION INDÉPENDANTE. ÉTUDE A VIDE

1. Analyse du fonctionnement.

1° Symboles d'une génératrice à excitation indépendante.

Symbole a : plus rapide à dessiner, il est utilisé dans les schémas généraux; le cercle extérieur symbolise l'inducteur et le cercle intérieur, l'induit (fig. 16.01 *a*).

Symbole *b* : il est plus expressif car l'induit et l'inducteur sont différenciés nettement, nous l'utiliserons en priorité; remarquons que l'inducteur est symbolisé comme une bobine, ou réactor, mais que la présence de fer n'est pas rappelée (fig. 16.01 *b*).

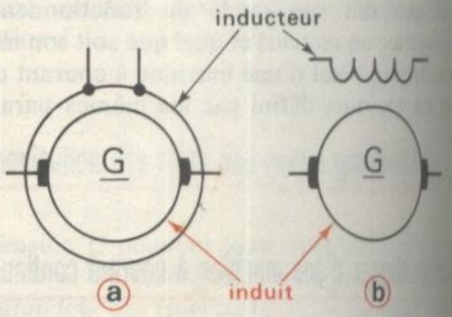


FIG. 16.01. — Symboles (la représentation des bornes et des balais est facultative).

2° Rôle de la génératrice à excitation indépendante.

a) Comme toutes les autres machines électriques, la génératrice à courant continu, à excitation indépendante, est un **convertisseur d'énergie et non une source autonome :** *elle ne possède pas d'énergie en réserve.*

b) Énergie reçue : la génératrice reçoit de l'énergie sous deux formes :

— *sur son arbre,* elle reçoit de l'énergie mécanique qui provient du moteur d'entraînement (électrique, diesel, turbine...);

— *dans l'inducteur,* elle reçoit de l'énergie électrique qui provient d'une source de tension continue (batterie, génératrice auxiliaire...).

Notons que l'énergie mécanique représente environ 99 % du total.

c) Énergie restituée. — La génératrice restitue l'énergie sous deux formes :

— l'énergie utile, qu'elle fournit à une charge sous forme électrique;

— l'énergie perdue, pour différentes causes, mais qui est toujours transformée en chaleur.

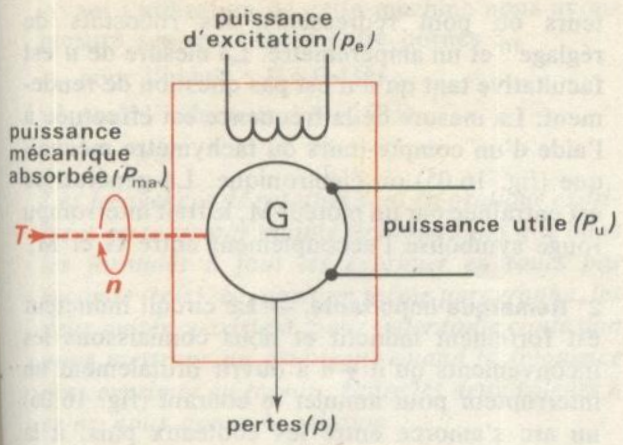


FIG. 16.02. — Les échanges de puissances.

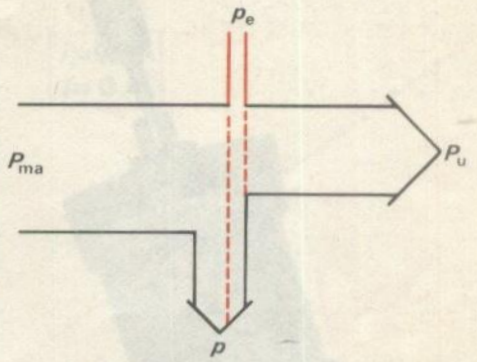


FIG. 16.03. — Premier bilan énergétique.

Dans les machines modernes de grande puissance, l'énergie utile dépasse 90 % du total.

3° Schématisation du fonctionnement énergétique.

a) les échanges de puissance (fig. 16.02);

b) premier bilan énergétique (fig. 16.03).

2. Montage.

1° — Le montage comporte (fig. 16.04) :

— L'induit, sa charge et les deux appareils de mesure.

— L'inducteur, son alimentation par une source auxiliaire (autre génératrice, batterie d'accumula-

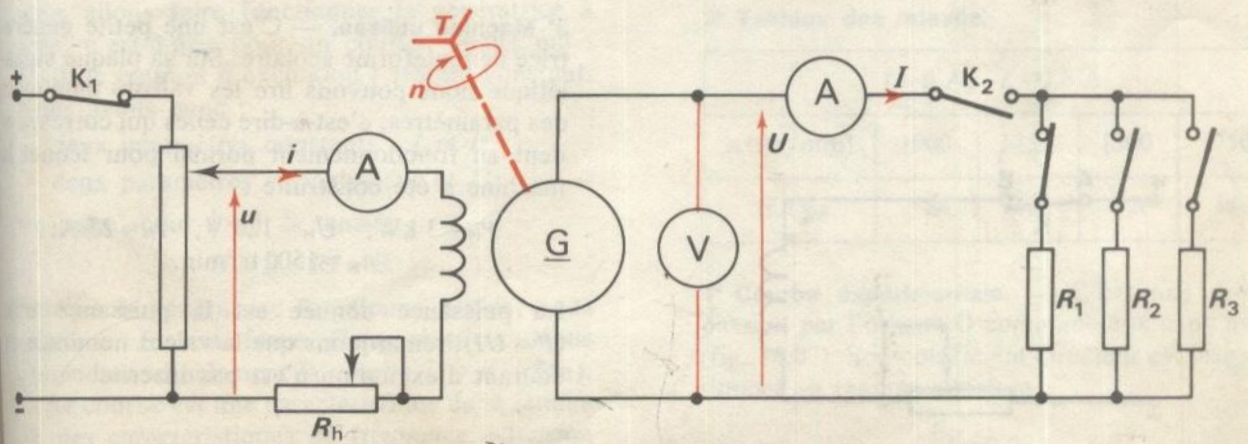


FIG. 16.04. — Montage complet pour le tracé des caractéristiques d'une génératrice à excitation indépendante.

FIG. 16.05.

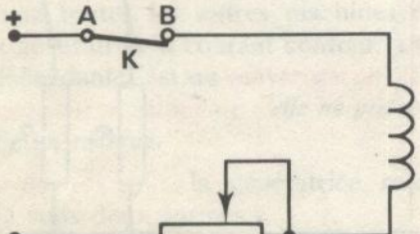


FIG. 16.06. — A l'ouverture de K, il y aura une forte surtension entre les bornes A et B.

teurs ou pont redresseur), les rhéostats de réglage[1] et un ampèremètre. La mesure de u est facultative tant qu'il n'est pas question de rendement. La mesure de la fréquence est effectuée à l'aide d'un compte-tours ou tachymètre mécanique (fig. 16.05) ou électronique. La génératrice est entraînée par un moteur M, le trait interrompu rouge symbolise l'accouplement entre G et M.

2° Remarque importante. — Le circuit inducteur est fortement inductif et nous connaissons les inconvénients qu'il y a à ouvrir brutalement un interrupteur pour annuler le courant (fig. 16.06) un arc s'amorce entre les couteaux puis, à la rupture, une forte surtension apparaît créant un réel danger pour le manipulateur non averti ou inattentif.

C'est pour éliminer ce risque que nous conseillons d'alimenter le montage à travers un potentiomètre : à l'ouverture de K_1 (placé en amont), le circuit inducteur reste fermé, la force électromotrice auto-induite ne se manifeste pas entre les bornes de l'interrupteur et l'énergie emmagasinée dans l'inductance se dissipe naturellement dans les résistances des différents éléments.

3° Machine utilisée. — C'est une petite génératrice de plateforme scolaire. Sur sa plaque signalétique nous pouvons lire les **valeurs nominales** des paramètres, c'est-à-dire celles qui correspondent au fonctionnement normal pour lequel la machine a été construite :

$$P_N = 3\ \text{kW};\quad U_N = 120\ \text{V};\quad I_N = 25\ \text{A};$$
$$n_N = 1500\ \text{tr/min}.$$

La puissance donnée est la puissance utile ($P = UI$); remarquons que la valeur nominale du courant d'excitation n'est pas inscrite.

(1) Ils sont appelés rhéostats d'excitation ou rhéostats de champ.

Avant l'utilisation de cette machine nous avons mesuré ses résistances entre bornes :

— pour l'induit : $R = 0{,}4\,\Omega$;

— pour l'inducteur : $r = 150\,\Omega$.

ATTENTION :

Les fréquences de rotation sont en pratique exprimées en tours par minute (tr/min) alors que dans les formules il faut les exprimer en tours par seconde (tr/s). Si, dans un même paragraphe, les deux unités coexistent, pour éviter toute confusion nous mettrons un astérisque quand la fréquence sera exprimée en tr/min. Entre les deux valeurs n et n nous avons la relation :*

$$n\,(\text{tr/s}) = \frac{n^*\,(\text{tr/min})}{60}$$

ou $n^* = 60\,n$.

3. Variation de la force électromotrice à vide avec la fréquence.

1° — L'interrupteur K_2 (fig. 16.04) étant ouvert, nous allons faire fonctionner la génératrice à vide, c'est-à-dire pour un courant débité nul : $I = 0$; le courant d'excitation i restant constant. Nous avons donc :

— deux paramètres constants : I et i;

— deux paramètres variables : n et U.

En outre, pour $I = 0$, la tension

$$U = E - RI = E.$$

Puisque la génératrice fonctionne à vide, nous noterons E_v, sa force électromotrice. Nous obtiendrons finalement la courbe $U = E_v = f(n)$. Cette courbe est une caractéristique de la famille F6 des caractéristiques de fréquence à tension variable.

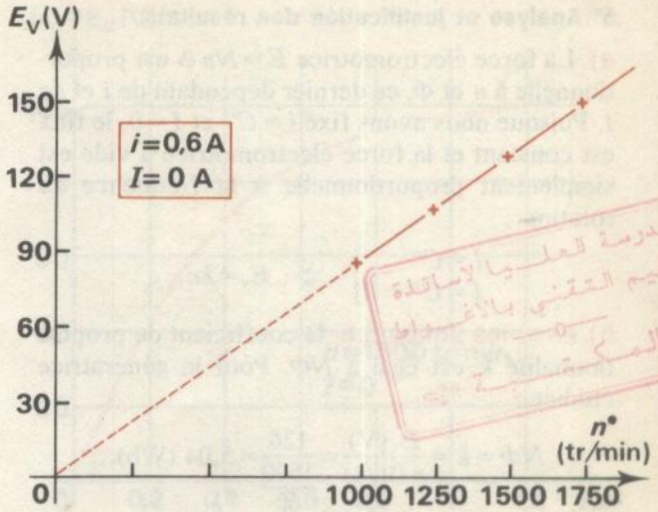


FIG. 16.07. — Caractéristique $E_v(n)$.

2° Tracé de la caractéristique. — Nous choisissons $i = 0{,}6$ A pour valeur constante du courant d'excitation. Nous faisons varier la fréquence de rotation par action sur le dispositif de réglage du moteur d'entraînement et nous relevons, pour chaque valeur de n, la valeur correspondante de $E_v = U$, lue sur le voltmètre.

3° Tableau des relevés.

$I = 0$ A; $i = 0{,}6$ A				
n^* (tr/min)	1000	1250	1500	1750
E_v (V)	84	105	126	147

4° Courbe expérimentale. — C'est une droite passant par l'origine O commune aux deux axes (fig. 16.07). Son coefficient directeur est proportionnel au rapport constant :

$$\frac{E_v}{n^*} = 0{,}084.$$

5° Analyse et justification des résultats.

a) La force électromotrice $E = Nn\phi$ est proportionnelle à n et Φ, ce dernier dépendant de i et de I. Puisque nous avons fixé $i = C^{te}$ et $I = 0$, le flux est constant et la force électromotrice à vide est simplement proportionnelle à la fréquence de rotation :

$$\left.\begin{array}{l} i = C^{te} \\ I = C^{te} = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow \quad E_v = kn.$$

b) Avec les unités S.I., le coefficient de proportionnalité k est égal à $N\Phi$. Pour la génératrice étudiée :

$$N\Phi = k = \frac{E_v\,(\text{V})}{n\,(\text{tr/s})} = \frac{126}{\dfrac{1500}{60}} = 5{,}04\ (\text{Wb}).$$

c) La proportionnalité de E et de n nous permet d'écrire pour deux états 1 et 2 différents :

$$\left.\begin{array}{l} i_1 = i_2 \\ I_1 = I_2 = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow \quad \frac{E_{v2}}{E_{v1}} = \frac{n_2}{n_1}.$$

d) la fonction $n \rightarrow E(n)$ est linéaire et la courbe associée est bien une droite passant par 0.

e) Si nous inversons le sens de rotation **ou** celui du courant inducteur, le voltmètre dévie à l'envers et il faut permuter ses fils de connexion pour effectuer la lecture : **les polarités de la génératrice sont inversées.** Si nous inversons **et** le sens de rotation **et** celui du courant inducteur, les polarités sont inchangées.

4. Caractéristique interne.

1° — L'interrupteur K_2 (fig. 16.08) étant ouvert, nous allons faire fonctionner la génératrice à vide, c'est-à-dire pour un courant débité nul : $I = 0$, la fréquence n de rotation restant constante. Nous avons donc :

— deux paramètres constants : I et n;

— deux paramètres variables : i et U.

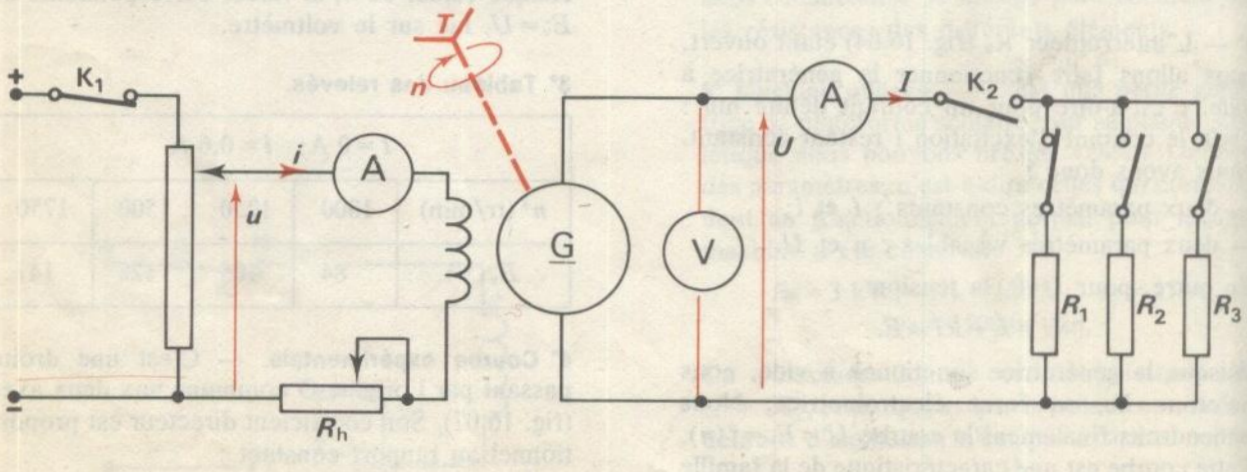


FIG. 16.08.

En outre, pour $I = 0$, la tension

$$U = E - RI = E_v.$$

Nous obtiendrons donc la courbe :

$$U = E_v = f(i).$$

Cette courbe est une caractéristique de la famille F1 des caractéristiques à courant constant.

2° Tracé de la caractéristique. — Nous choisissons la valeur nominale $n_N = 1500$ tr/min pour valeur constante de la fréquence de rotation. Nous faisons varier le courant d'excitation par action sur les rhéostats du circuit inducteur (fig. 16.08) et nous relevons, pour chaque valeur de i, la valeur correspondante de $E_v = U$ indiquée par le voltmètre. Nous commençons les mesures par la valeur maximale de i obtenue en court-circuitant les deux rhéostats d'excitation. Ensuite, nous augmentons la résistance de ces rhéostats pour faire décroître i; enfin nous ouvrons l'interrupteur K_1 pour obtenir $i = 0$.

3° Tableau des relevés.

$n = 1500$ tr/min; $I = 0$								
i (A)	1,2	1	0,8	0,6	0,4	0,2	0,1	0
E_v (V)	150	146	138	126	104	64	34	4

4° Courbe expérimentale. — Après une partie sensiblement rectiligne, la courbe s'incurve de plus en plus (fig. 16.09). Pour un même accroissement de i, l'accroissement de E_v est de plus en plus faible.

Pour un courant nul $i = 0$, la force électromotrice n'est pas tout à fait nulle : à l'issue des utilisations antérieures, les pôles ont conservé une **aimantation rémanente** et un faible flux traverse encore l'induit.

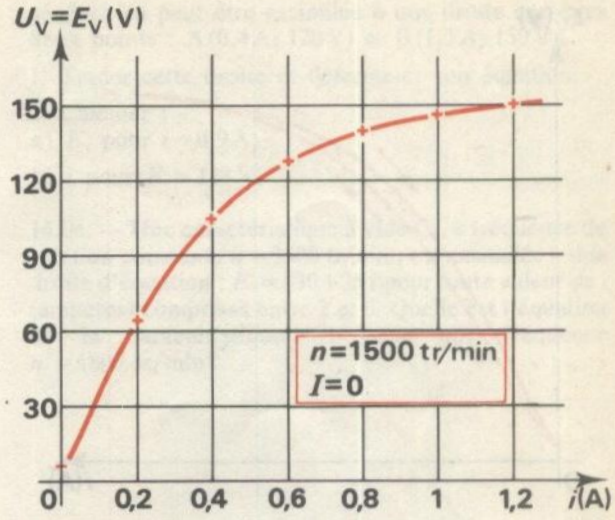


FIG. 16.09. — Caractéristique $E_v(i)$.

5° Analyse et justification des résultats.

A fréquence de rotation constante et à courant débité nul, la force électromotrice est proportionnelle au flux produit par le courant inducteur :

$$\left.\begin{array}{l} n = C^{te} \\ I = C^{te} = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow E_v = k\phi(i).$$

Au facteur k près, la caractéristique est donc la courbe de magnétisation $\Phi(i)$ du circuit magnétique de la génératrice. La forme de la courbe est ainsi justifiée : pour les faibles courants magnétisants, le fer n'est pas saturé et nous retrouvons une partie rectiligne; ensuite, la saturation explique que la force électromotrice s'accroisse de moins en moins.

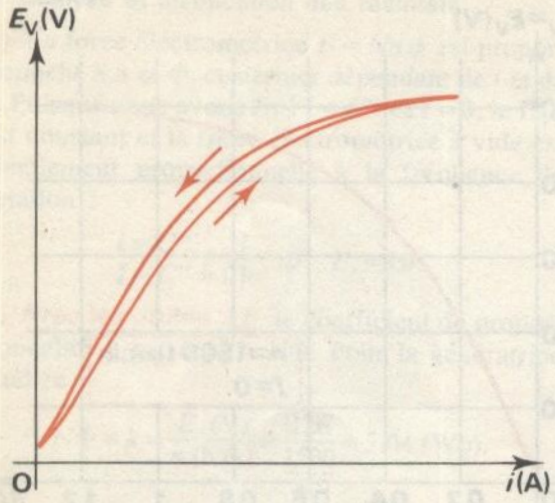


FIG. 16.10. — La caractéristique interne est dédoublée par l'hystérésis.

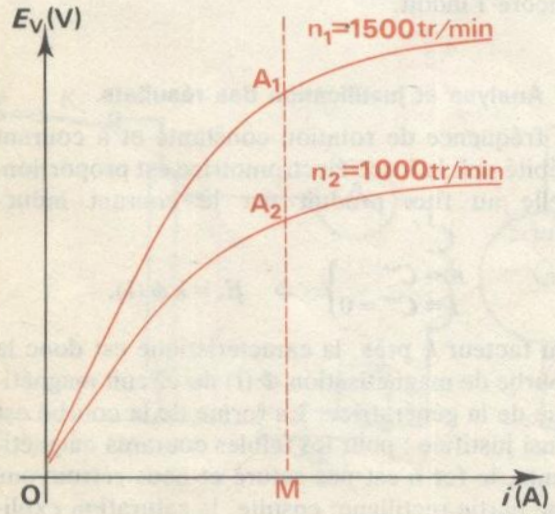


FIG. 16.11. — La force électromotrice est (pour un même courant d'excitation) proportionnelle à la fréquence de rotation.

6° Remarque. — La caractéristique interne est souvent appelée caractéristique de magnétisation et aussi **caractéristique à vide.**

7° Hystérésis. — Si nous traçons la caractéristique à courant d'excitation croissant puis décroissant, nous obtenons deux courbes distinctes (fig. 16.10). Ce dédoublement est dû à l'hystérésis des différentes parties ferromagnétiques de la machine. Pour obtenir une courbe fermée toujours identique, il est nécessaire de stabiliser le cycle d'hystérésis secondaire qu'elle représente, en fermant puis en ouvrant plusieurs fois l'interrupteur K_1 (fig. 16.08), les rhéostats d'excitation étant en court-circuit et la tension u maximale.

5. Caractéristiques internes tracées à fréquences différentes.

1° — Nous avons vu au paragraphe 3 que :

$$\left.\begin{array}{l} i_1 = i_2 \\ I_1 = I_2 = 0 \end{array}\right\} \Rightarrow \frac{E_{v2}}{E_{v1}} = \frac{n_2}{n_1}.$$

Puisque les deux caractéristiques sont tracées à vide, nous aurons pour un même courant i d'excitation (fig. 16.11) :

$$\frac{MA_2}{MA_1} = \frac{E_{v2}}{E_{v1}} = \frac{n_2}{n_1}.$$

2° — La caractéristique tracée à la fréquence de rotation n_2 peut donc être obtenue en multipliant les ordonnées de la caractéristique tracée à n_1 par le rapport $\frac{n_2}{n_1}$ (affinité relative à Oi, de direction OE_v et de rapport $\frac{n_2}{n_1}$).

Exercices

16.01. — Tracer pour un courant d'excitation constant $i = 0{,}8$ A, la caractéristique $E_v(n)$ de la machine étudiée dans le chapitre.

16.02. — Tracer pour une fréquence constante $n = 1800$ tr/min la caractéristique interne $E_v(i)$ de la machine étudiée dans le chapitre.

16.03. — A 1500 tr/min, la caractéristique à vide d'une génératrice peut être assimilée à une droite entre les deux points : A (0,4 A; 120 V) et B (1,2 A; 150 V).

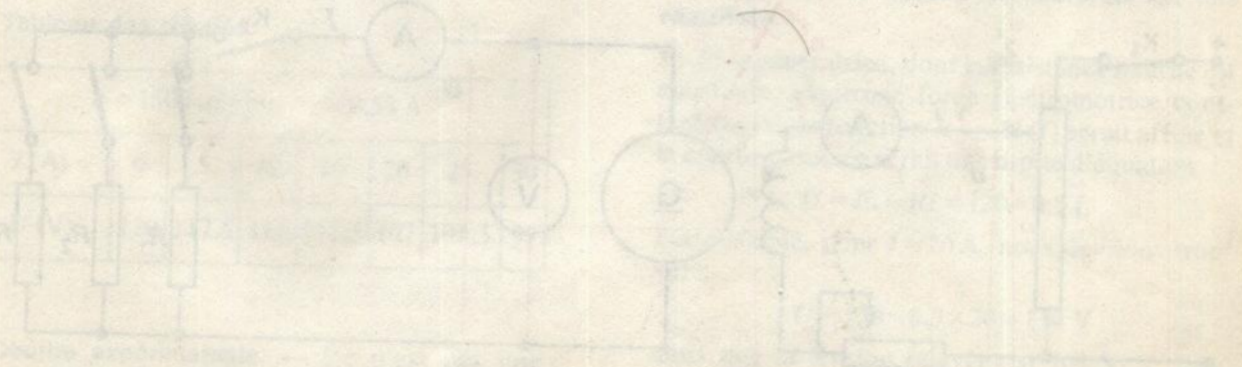
1° Tracer cette droite et déterminer son équation.

2° Calculer :

a) E_v pour $i = 0{,}9$ A;

b) i pour $E_v = 144$ V.

16.04. — Une caractéristique à vide C_v, à fréquence de rotation constante $n = 1500$ tr/min, est assimilée à une droite d'équation : $E_v = 130 + 25\,i$ pour toute valeur de i (ampères) comprises entre 2 et 6. Quelle est l'équation de la caractéristique C'_v pour une fréquence $n' = 1800$ tr/min?



17 GÉNÉRATRICE A EXCITATION INDÉPENDANTE. ÉTUDE EN CHARGE

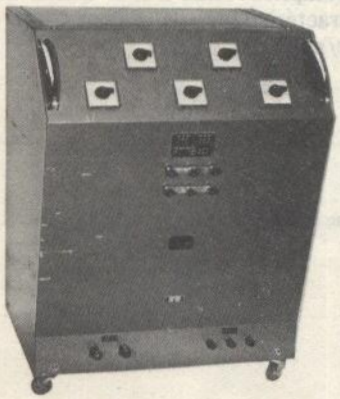


FIG. 17.02. — Rhéostat de charge.

1. Caractéristique externe.

1° Objectif. — L'interrupteur K_2 étant fermé, nous allons charger la génératrice en fermant les interrupteurs individuels des résistors $R_1, R_2, R_3 \ldots$ qui sont en parallèle (fig. 17.01) dans le rhéostat (fig. 17.02). L'expression « **augmenter la charge** » signifie que l'on met davantage d'éléments en parallèle donc, que la résistance équivalente diminue.

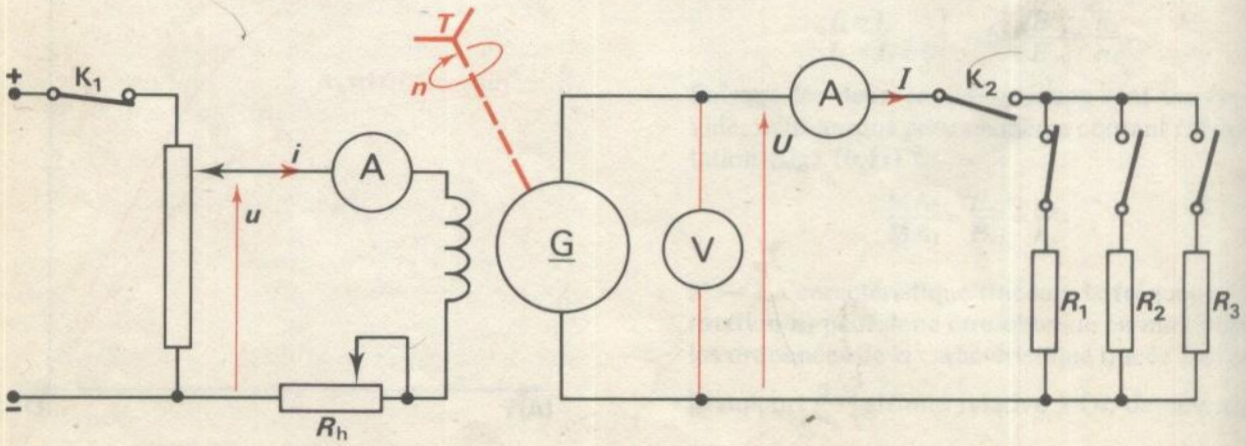


FIG. 17.01.

Il existe trois familles (F2, F3, F5) de caractéristiques en charge. Nous nous proposons de tracer ici deux caractéristiques de la famille F2 avec,

— deux paramètres constants : n et i;

— deux paramètres variables : U et I.

Ces caractéristiques seront dites **externes** parce que leur tracé s'effectue **sans retouche du circuit d'excitation.**

Les relevés seront faits à fréquence nominale de rotation n_N et pour deux valeurs du courant d'excitation.

2° Tracé de la première caractéristique.

Nous choisissons de régler i à la valeur qui donne à vide une force électromotrice égale à la tension nominale : $E_v = U_N = 120$ V soit $i = 0{,}53$ A (relevé sur la caractéristique à vide du chapitre précédent).

Nous avons effectué les mesures pour six valeurs de I; la dernière correspondant à une surcharge de 20%.

3° Tableau des relevés.

$n = 1500$ tr/min; $i = 0{,}53$ A							
I (A)	0	5	10	15	20	25	30
U (V)	120	117,5	115	111,5	107	101,5	95

4° Courbe expérimentale. — Ce n'est pas une droite (fig. 17.03); la tension diminue de plus en plus rapidement.

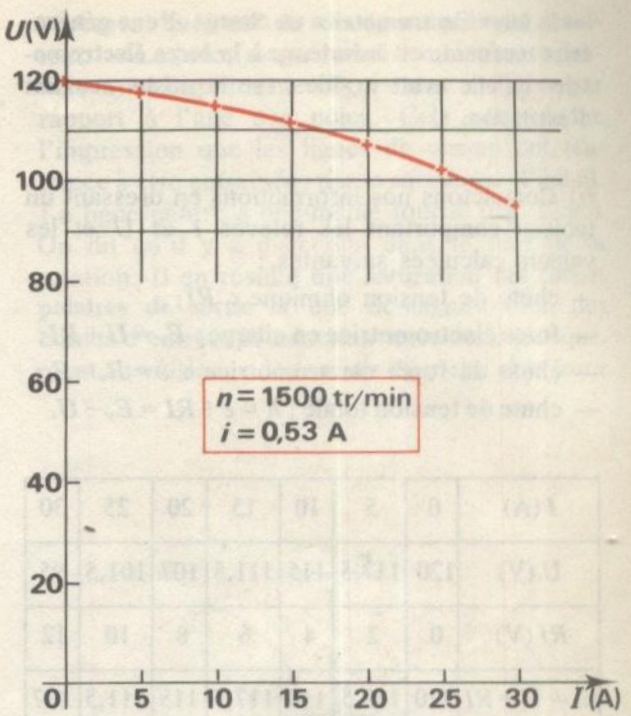


FIG. 17.03. — Première caractéristique externe.

5° Analyse de la courbe et interprétation des résultats.

a) Si la génératrice, dont la résistance interne est constante, avait une force électromotrice constante aussi, la fonction $I \rightarrow U(I)$ serait affine et la courbe associée serait une droite d'équation :

$$U = E_v - RI = 120 - 0{,}5\,I.$$

Par exemple, pour $I = 20$ A, nous devrions trouver :

$$U = 120 - 0{,}5 \times 20 = 110 \text{ V}$$

alors que la tension relevée est 107 V.

Cette tension est donc inférieure à la valeur calculée avec l'hypothèse $E_v = C^{te}$:

→ la force électromotrice en charge d'une génératrice tournante est inférieure à la force électromotrice qu'elle avait à vide avec le même courant d'excitation.

b) Complétons nos informations en dressant un tableau comportant les relevés I et U et les valeurs calculées suivantes :

— chute de tension ohmique : RI;

— force électromotrice en charge : $E_c = U + RI$;

— chute de force électromotrice : $e = E_v - E_c$;

— chute de tension totale : $h = e + RI = E_v - U$.

I (A)	0	5	10	15	20	25	30
U (V)	120	117,5	115	111,5	107	101,5	95
RI (V)	0	2	4	6	8	10	12
$E_c = U + RI$	120	119,5	119	117,5	115	111,5	107
$e = E_v - E_c$	0	0,5	1	2,5	5	8,5	13
$h = E_v - U$	0	2,5	5	8,5	13	18,5	25

c) La ligne 4 du tableau montre clairement que la force électromotrice de la génératrice décroît quand le courant I débité augmente. Puisque nous avons effectué nos relevés à fréquence constante, cette décroissance ne peut être due qu'à une diminution du flux.

Or le courant d'excitation i a été maintenu constant :

→ le flux en charge dépend également du courant I de l'induit.

6° Origine des faits constatés.

Lorsque la génératrice débite un courant I, chaque conducteur de l'induit est traversé par un courant $\frac{I}{2}$.

Il y a donc sur le circuit magnétique et les ampèretours de l'inducteur et les ampèretours de l'induit. La force magnétomotrice, l'induction et le flux résultent de tous les ampèretours; pour le même courant i, ils n'ont donc pas la même valeur qu'à vide. Pour des raisons que nous détaillerons (au § 2), le flux en charge est plus petit que le flux à vide :

$$\phi_c < \phi_v.$$

Il en est de même pour les forces électromotrices :

$$E_c < E_v.$$

La perturbation ainsi produite par le courant induit est appelée : **réaction transversale d'induit.**

7° Caractéristique externe principale.

La caractéristique que nous avons tracée ne passe pas par le point nominal $A_N = \{n_N, i_N, U_N, I_N\}$.

Pour obtenir cette courbe (fig. 17.04), il est nécessaire de donner au courant i d'excitation une valeur $i_N = 0{,}78$ A supérieure à celle (0,53 A) qui donne la tension nominale à vide.

2. Réaction transversale d'induit.

1° Le champ magnétique de l'induit. — L'orientation générale des lignes de champ, qui seraient

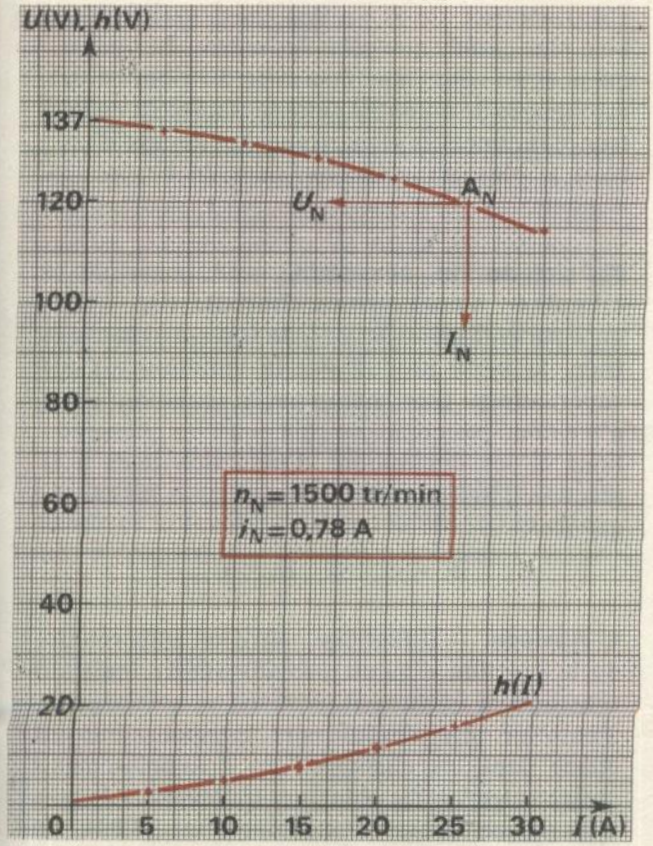


FIG. 17.04. — La caractéristique externe principale.

produites par les ampèretours induits supposés seuls, est perpendiculaire à l'orientation des lignes de champ produites par l'inducteur seul aussi (revoir figure 14.15); cela explique l'adjectif « transversale » (fig. 17.05). L'induit est pratiquement équivalent à une bobine ayant pour axe la ligne neutre.

2° Aspect qualitatif du champ magnétique résultant. — La force magnétomotrice résultante produit un champ dont les lignes sont inclinées par rapport à l'axe des pôles. Cela nous donne l'impression que les lignes de champ ont tendance à être entraînées par la rotation de l'induit. La ligne neutre a elle-même tourné (fig. 17.06). On dit qu'il y a **distorsion** dans le sens de la rotation. Il en résulte une **saturation des cornes polaires de sortie** et une démagnétisation des cornes d'entrée. L'induction varie donc brusquement au voisinage des cornes de sortie et la force

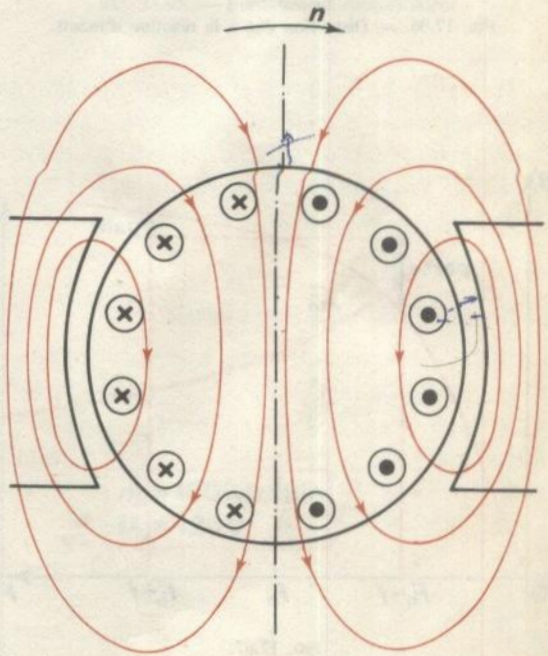


FIG. 17.05. — Champ magnétique dû à la seule réaction d'induit.

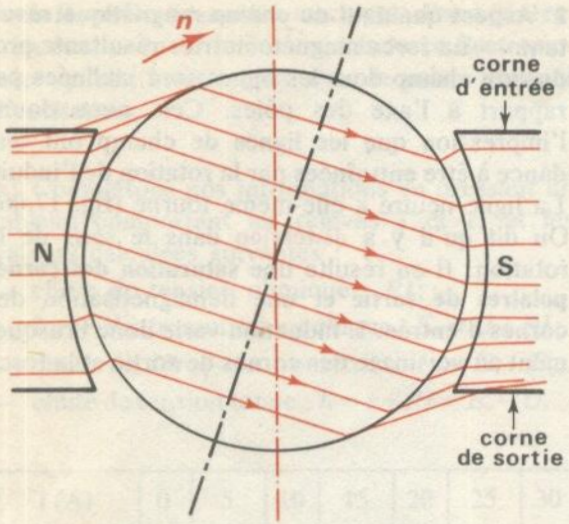


FIG. 17.06. — Distorsion due à la réaction d'induit.

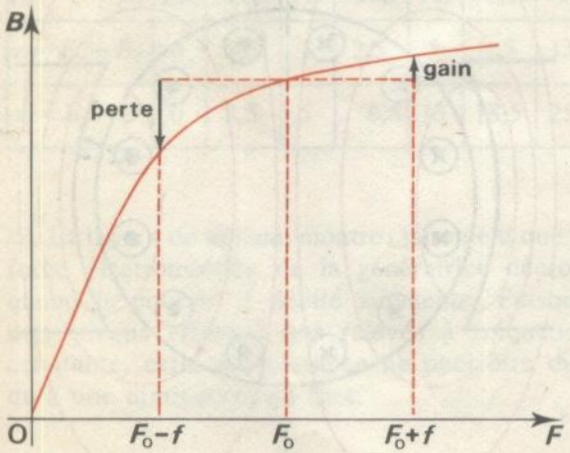


FIG. 17.07.

électromotrice de la section qui s'y trouve est bien plus grande que celle des autres. Les conséquences en sont : une mauvaise distribution des différences de potentiel entre les lames du collecteur, des étincelles et un risque d'amorçage d'arc; c'est le plus grave inconvénient de la réaction d'induit.

3° Point de vue quantitatif. — A cause de la saturation, nous pouvons constater (fig. 17.07) qu'à partir d'une valeur F_0 de force magnétomotrice, la perte produit par la variation $-f$ est supérieure au gain obtenu par la variation $+f$. Il n'y a donc pas compensation entre les augmentations et les diminutions d'induction dues à la réaction d'induit; nous en connaissons les conséquences :

$$\phi_c < \phi_v \quad \text{et} \quad E_c < E_v.$$

4° Remède. — Il faut combattre les ampèretours de la réaction d'induit par des ampèretours de sens opposé également localisés au voisinage de l'entrefer. Un enroulement compensateur est placé dans les encoches des épanouissements polaires (revoir fig. 14.03) et traversé par le courant I que débite la machine (fig. 17.08) : la compensation se trouve ainsi assurée à toute charge. Pour une génératrice correctement compensée, les effets apparents de la réaction d'induit sont négligeables :

— il n'y a plus de distorsion du champ magnétique,

— la distribution des tensions au collecteur ne présente plus d'anomalie,

— le flux et la force électromagnétique ont sensiblement même valeur en charge et à vide.

La résistance de l'enroulement compensateur s'ajoute à celle de l'induit et produit une chute de tension supplémentaire qui se substitue à la chute de force électromotrice.

3. Caractéristique de réglage.

1° But. — Les utilisateurs de génératrices ont souvent besoin d'une tension sensiblement constante. Au fur et à mesure que le débit augmente, il faut donc augmenter le courant d'excitation pour que les accroissements de force électromotrice « compensent » les accroissements de chute de tension.

Nous allons tracer la caractéristique de réglage $i(I)$ avec :

— deux paramètres constants n et U,

— deux paramètres variables I et i.

La courbe obtenue est une caractéristique en charge de la famille F3. Les relevés seront effectués à fréquence et tension nominales.

2° Tableau des relevés.

$n = 1500$ tr/min; $U = 120$ V							
I(A)	0	5	10	15	20	25	30
i(A)	0,53	0,56	0,59	0,63	0,69	0,78	0,89

3° Courbe expérimentale. — Elle est donnée figure 17.09.

4° Régulation de tension. — Le réglage du courant i peut être automatisé grâce à un régulateur qui, recevant **l'information « courant débité », transmet l'ordre** de modifier en conséquence la force électromotrice en charge par action sur la *force magnétomotrice placée sur le circuit magnétique de la machine.*

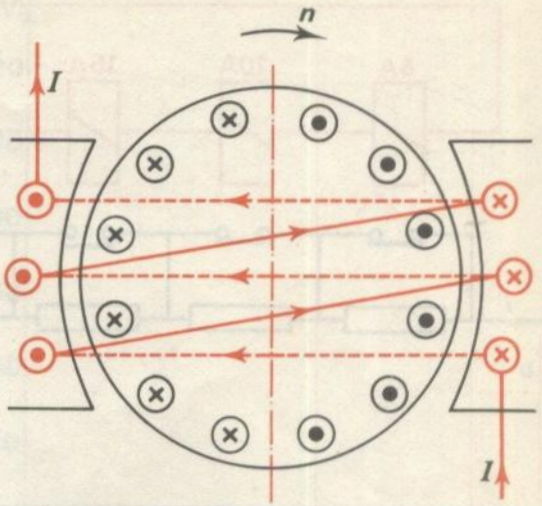


FIG. 17.08. — Enroulement compensateur.

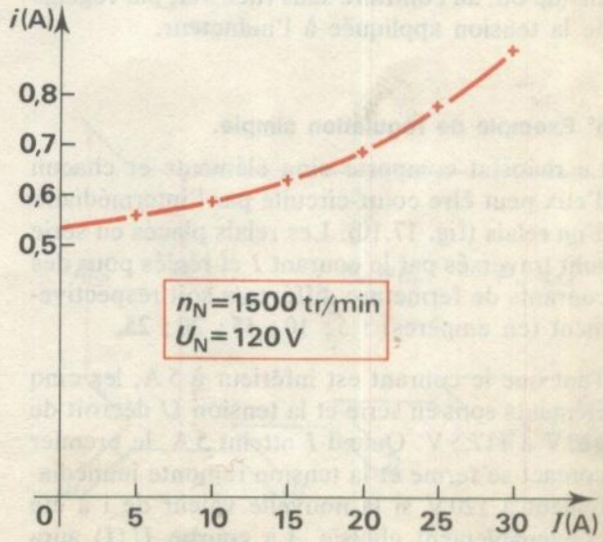


FIG. 17.09. — Caractéristique de réglage.

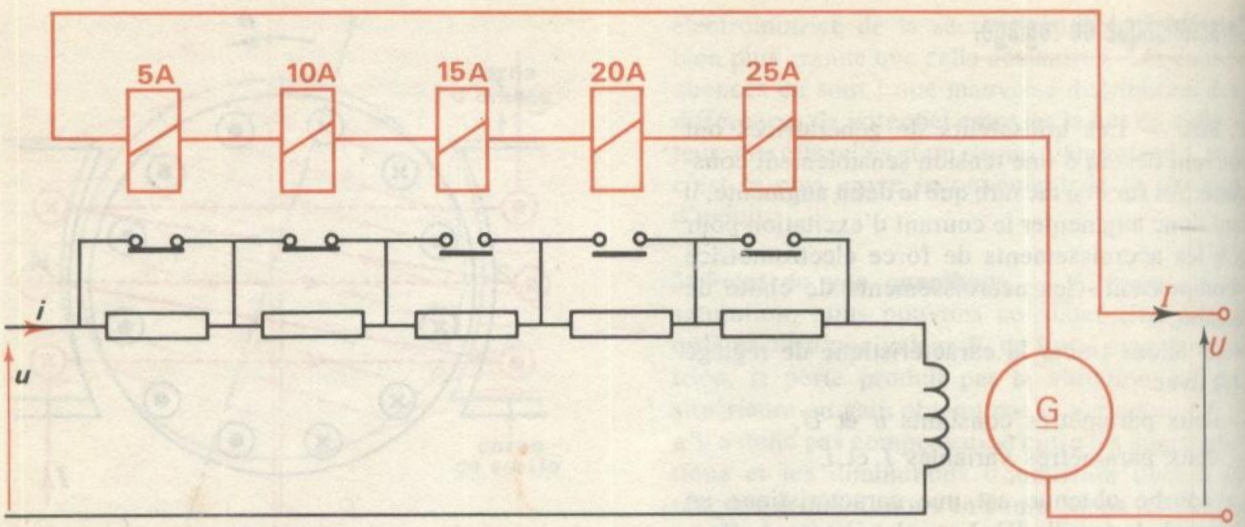


FIG. 17.10. — Régulation de tension (le courant I est compris entre 10 et 15 A).

L'augmentation du courant i peut être obtenue avec une tension d'excitation constante par élimination progressive de la résistance du rhéostat de champ ou, au contraire sans rhéostat, par réglage de la tension appliquée à l'inducteur.

5° Exemple de régulation simple.

Le rhéostat comporte cinq éléments et chacun d'eux peut être court-circuité par l'intermédiaire d'un relais (fig. 17.10). Les relais placés en série sont traversés par le courant I et réglés pour des courants de fermeture différents soit respectivement (en ampères) : 5 ; 10 ; 15 ; 20 ; 25.

Tant que le courant est inférieur à 5 A, les cinq éléments sont en série et la tension U décroît de 120 V à 117,5 V. Quand I atteint 5 A, le premier contact se ferme et la tension remonte immédiatement à 120 V si la nouvelle valeur de i a été convenablement choisie. La courbe $U(I)$ aura une allure «en dents de scie» (fig. 17.11).

REMARQUE : même avec un régulateur perfectionné, il est impossible d'obtenir une tension rigoureusement constante; à cause de l'instabilité de fonctionnement qui en résulterait, ce ne serait d'ailleurs pas souhaitable.

6° Génératrice à excitation composée. — La régulation la plus simple est obtenue en créant des ampèretours avec le courant débité lui-même : il suffit de placer sur les pôles un enroulement d'excitation électriquement en série avec l'induit; cet enroulement produira une force magnétomotrice proportionnelle au courant I donc aux chutes de tension interne et une compensation automatique sera assurée (voir chap. 18).

4. Bilan énergétique.

1° Puissance absorbée. — Elle a deux origines :

a) Sous forme mécanique, l'induit reçoit de la puissance du moteur qui l'entraîne, soit P_{ma};

b) Sous forme électrique, l'inducteur reçoit de la puissance de la source auxiliaire qui l'alimente :

$$p_e = ui = (r + R_h)\, i^2$$

u étant la tension de la source et $r + R_h$ la résistance totale du circuit inducteur.

La puissance totale absorbée est donc :

$$P_a = P_{ma} + ui.$$

2° Puissance utile. — Elle est électrique comme pour tout générateur, c'est :

$$P_u = UI.$$

3° Pertes.

a) Pertes par effet Joule dans l'induit :

$$p_{jr} = RI^2$$

la valeur R est mesurée entre les bornes externes; *elle comprend donc non seulement la résistance* de l'induit proprement dit, mais aussi celle des enroulements auxiliaires de compensation et de commutation.

b) Pertes par effet Joule dans l'inducteur :

$$p_e = ui$$

c) Autres pertes. Parce qu'elles sont pratiquement indépendantes du courant I, elles sont appelées pertes constantes; nous les notons p_c.

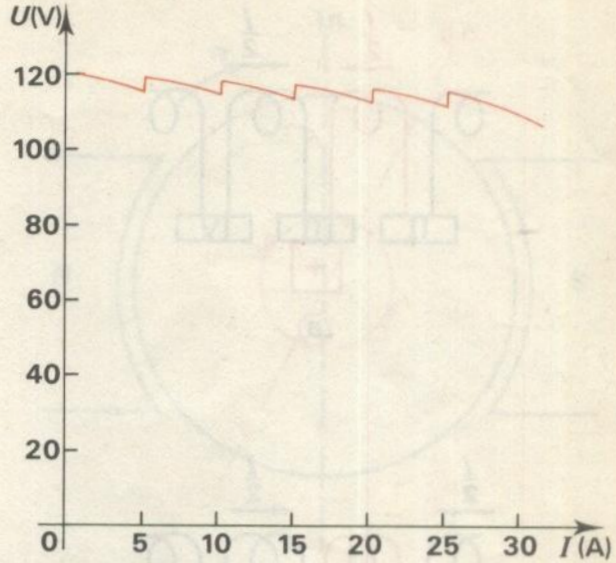


FIG. 17.11. — Allure de la caractéristique $U(I)$ avec régulation.

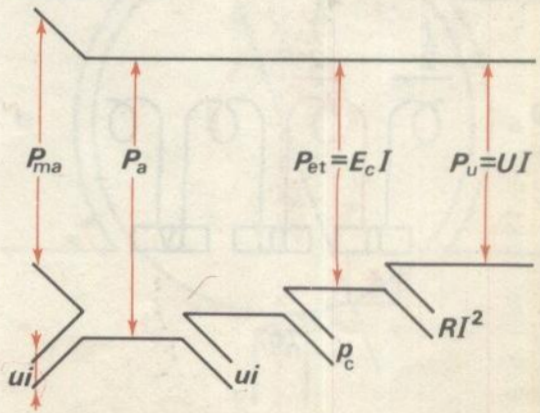


FIG. 17.12. — Bilan des puissances.

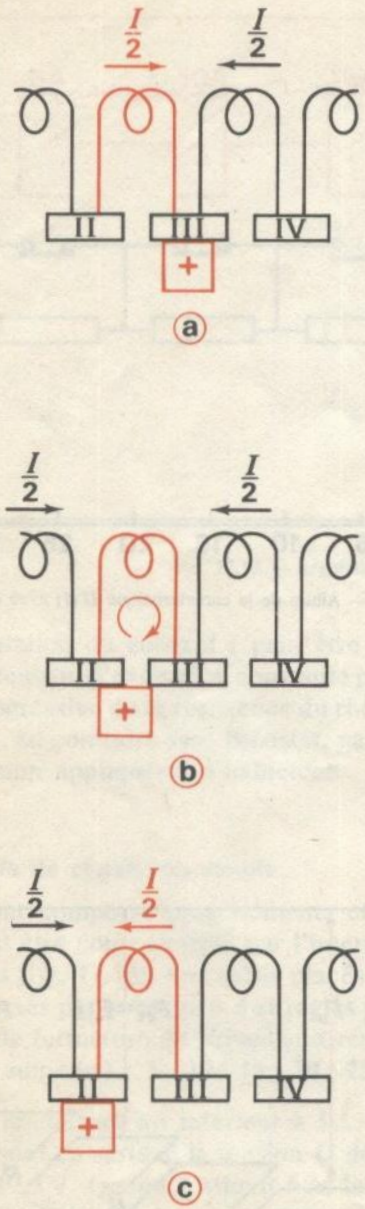


FIG. 17.13. — Commutation.

4° Puissance électrique totale (P_{et}).

C'est la fraction de puissance mécanique effectivement transformée en puissance électrique; elle est égale à la somme de la puissance utile et des pertes par effet Joule dans l'induit :

$$P_{et} = UI + RI^2 = (U + RI)\, I = E_c\, I.$$

5° Bilan.

$$P_a = P_{ma} + ui = UI + RI^2 + uj + p_c = P_{et} + ui + p_c.$$

Ce bilan est imagé par le graphique de la figure 17.12.

6° Rendement.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI}{UI + RI^2 + ui + p_c}.$$

Le rendement des machines modernes dépasse 90 %; il atteint 96 % pour les plus puissantes. Le rapport $\frac{U}{E}$ est le rendement électrique de l'induit (ou rotor).

7° Remarque. — Toutes les valeurs qui interviennent dans le calcul d'un rendement doivent correspondre à l'état de charge considéré. En particulier, il en est ainsi de la force électromotrice en charge E_c.

5. Commutation.

1° Définition. — Commutation signifie changement et en particulier (en électricité) changement de sens de courant ou de tension. Le système collecteur-balais qui permet d'obtenir une tension unidirectionnelle à partir d'une tension alternative est en fait un **commutateur.**

2° Commutation dans les conducteurs de l'induit.

Considérons une section reliée à deux lames consécutives du collecteur, II et III, par exemple (fig. 17.13). Entre l'instant où la lame III est sous le balai (fig. 17.13 *a*) et celui où la lame II y sera (fig. 17.13 *c*), le courant dans la section devra varier de $\Delta I = I$ en un temps très court. Le circuit étant inductif, une force électromotrice auto-induite de commutation y prend naissance et tend à maintenir l'ancien courant jusqu'au moment où la lame III quitte le balai (fig. 17.13 *b*). La séparation de la lame de collecteur et du balai est équivalente à l'ouverture d'un circuit inductif et un arc s'amorce entre les deux éléments. Si, au moment où la lame II quitte à son tour le balai, cet arc n'est pas éteint, il va se propager d'une lame à l'autre, encercler le collecteur et créer un court-circuit entre toutes les lames.

Pour parer à ces inconvénients, il faut neutraliser la force électromotrice de commutation.

3° Remèdes.

Pour combattre la force électromotrice de commutation qui tend à prolonger l'existence du courant, deux solutions sont utilisées :

a) le décalage des balais dans le sens de la rotation (fig. 17.14);

b) la mise en place de pôles de commutation (fig. 17.15).

6. Conclusion.

Les phénomènes de réaction d'induit et de commutation ne peuvent être passés sous silence. Toutefois dans les exercices et problèmes, nous supposerons toujours que la réaction d'induit est nulle ou, mieux, parfaitement compensée. Dans ces conditions, la force électromotrice sera la même à vide et en charge :

$$E_c = E_v = E.$$

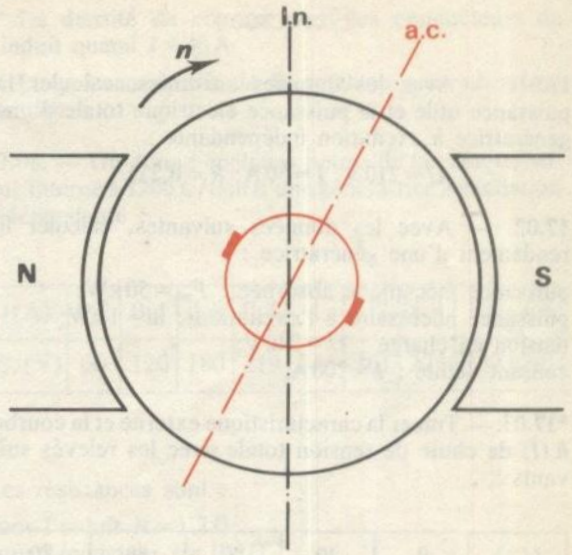


FIG. 17.14. — Décalage des balais dans le sens de la rotation.

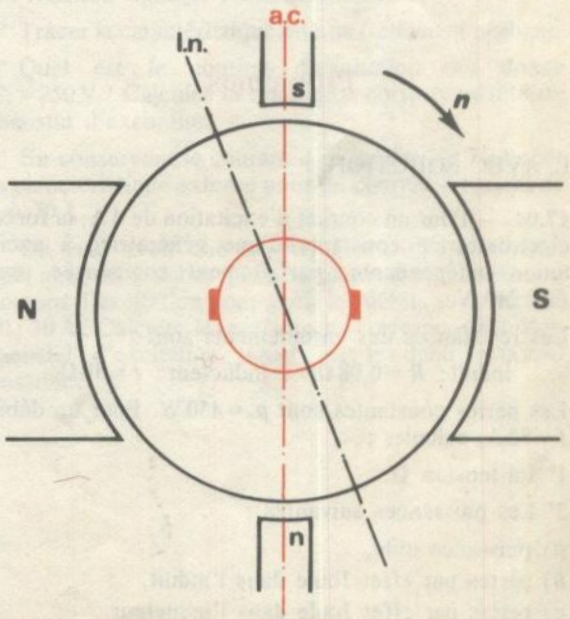


FIG. 17.15. — Pôles auxiliaires de commutation.

Exercices

17.01. — Avec les données suivantes, calculer la puissance utile et la puissance électrique totale d'une génératrice à excitation indépendante :

$$U = 210\,\text{V};\ I = 50\,\text{A};\ R = 0{,}2\,\Omega.$$

17.02. — Avec les données suivantes, calculer le rendement d'une génératrice :

puissance mécanique absorbée : $P_{ma} = 50\,\text{kW}$;
puissance nécessaire à l'excitation : ui = 1 kW;
tension en charge : $U = 240\,\text{V}$;
courant débité : $I = 200\,\text{A}$.

***17.03.** — Tracer la caractéristique externe et la courbe $h\,(I)$ de chute de tension totale avec les relevés suivants : .

I (A)	0	20	40	60	80
U (V)	140	136	131	125	116

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

17.04. — Pour un courant d'excitation de 4 A, la force électromotrice constante d'une génératrice à excitation indépendante, parfaitement compensée, est $E_c = 240$ V.

Les résistances des enroulements sont :

induit : $R = 0{,}08\,\Omega$ inducteur : $r = 30\,\Omega$.

Les pertes constantes sont $p_c = 450\,\text{W}$. Pour un débit $I = 80\,\text{A}$, calculer :

1° La tension U.

2° Les puissances suivantes :

a) puissance utile,
b) pertes par effet Joule dans l'induit,
c) pertes par effet Joule dans l'inducteur,
d) puissance absorbée.

3° Le rendement.

Solution abrégée

1° Tension : $U = E_c - RI = 240 - 0{,}08 \times 80 = 233{,}6$ V.

2° Puissances :

$P_u = UI = 233{,}6 \times 80 = 18\,688$ W
$RI^2 = 0{,}08 \times 80 \times 80 = 512$ W
$ri^2 = 30 \times 4 \times 4 = 480$ W
$p_c = 450$ W
$P_a = 20\,130$ W

3° Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{18\,688}{20\,130} = 0{,}928 \text{ soit } 92{,}8\,\%$$

17.04 *bis*. — Exercice conseillé : effectuer les calculs demandés au problème précédent pour les courants débités suivants : 20 ; 40 ; 60.

Disposer les résultats en tableau.

II. AVEC RÉPONSES.

17.05. — Une génératrice à excitation indépendante parfaitement compensée a une force électromotrice constante de 550 V. La résistance de l'induit est $R = 0{,}04\,\Omega$.

Pour chacun des débits suivants : 100 ; 200 ; 300 ; 400 A, calculer :

1° La tension de la machine.

2° Les pertes par effet Joule dans l'induit.

3° Les puissances utile et absorbée. On tiendra compte des pertes constantes et par excitation, 6 kW au total.

Le rendement.

N.B. — Disposer les résultats en tableau.

Réponses pour $I = 300\,\text{A}$: $U = 538\,\text{V}$; $RI^2 = 3{,}6\,\text{kW}$; $P_u = 161{,}4\,\text{kW}$; $P_a = 171\,\text{kW}$; $\eta = 94{,}4\%$.

17.06. — La caractéristique externe principale de la génératrice étudiée dans le chapitre est rappelée :

I (A)	0	5	10	15	20	25	30
U (V)	137	134,5	132	129	125	120	115

Entre les bornes de l'induit on branche successivement :

a) un résistor de résistance $R_c = 5{,}5\,\Omega$;

b) une batterie d'accumulateur, dont le pôle positif est relié au pôle positif de la génératrice et dont on connaît la force électromotrice $E' = 115\,V$ et la résistance interne $R' = 0{,}5\,\Omega$.

Déterminer dans chaque cas la tension entre les bornes de l'induit et le courant débité.

Conseils : tracer dans chaque cas la courbe $U(I)$ de la génératrice et la courbe $U(I)$ du récepteur.

Réponses :

a) 123 V et 22,4 A;

b) 125 V et 20 A.

III. A RÉSOUDRE

17.07. — Une génératrice bipolaire à excitation indépendante a une force électromotrice de 300 V à la fréquence de rotation $n = 1500$ tr/min. L'induit porte 600 conducteurs dont la section est 10 mm^2 et la longueur moyenne 0,75 m. Calculer :

1° Le flux sous un pôle.

2° La résistance de l'induit ($\rho = 2 \times 10^{-8}\,\Omega$m).

3° La densité de courant dans les conducteurs de l'induit quand $I = 40\,A$.

4° La puissance utile de la machine pour ce même courant.

17.08. — On donne quelques points de la caractéristique interne à 1200 tr/min d'une génératrice à excitation indépendante :

i (A)	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8
E_v (V)	60	120	180	219	243	261	273	282	291

Les résistances sont :

pour l'induit $R = 1{,}2\,\Omega$;
pour l'inducteur $r = 120\,\Omega$.

L'inducteur est alimenté par une batterie donnant une tension constante $u = 210\,V$.

La réaction d'induit est compensée.

1° Tracer la caractéristique interne (rémanent négligé).

2° Quel est le courant d'excitation qui donne $E_v = 250\,V$? Calculer la résistance correspondante du rhéostat d'excitation.

3° En conservant le courant d'excitation du 2°, tracer la caractéristique externe pour un courant I variant de 0 à 30 A.

4° On veut avoir une tension $U = 250\,V$, constante, quel que soit le débit. Quelles valeurs faut-il donner au courant d'excitation pour avoir les débits suivants 10 ; 20 ; 30 A? Calculer les résistances correspondantes du rhéostat d'excitation. Quel est le débit maximal possible?

18
GÉNÉRATRICES AUTO-EXCITÉES

A. GÉNÉRATRICE SHUNT (OU DÉRIVATION)

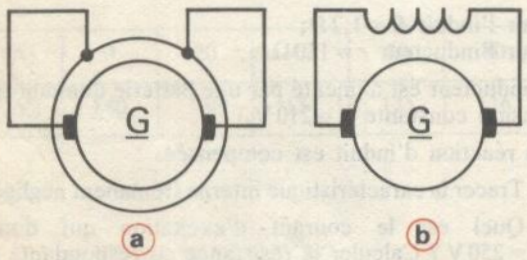


FIG. 18.01. — Symboles.

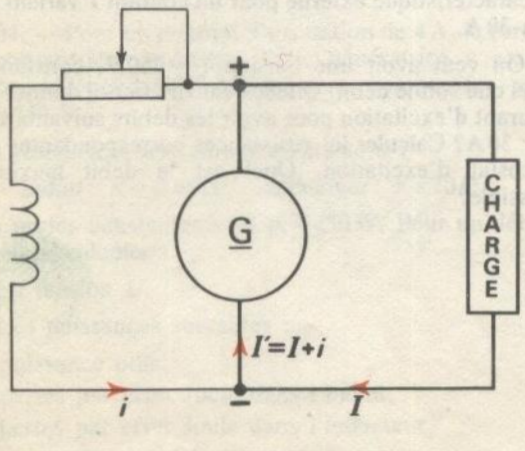


FIG. 18.02. — L'induit fournit $I' = I + i$.

1. Constitution.

1° Description. — La constitution d'une génératrice shunt est identique à celle d'une génératrice à excitation indépendante. L'inducteur est mis en parallèle avec l'induit; il doit donc être calculé pour fonctionner sous la même tension U. Il comporte toujours un grand nombre de spires en fil fin, de l'ordre de mille.

2° Symboles. — Comme pour la génératrice à excitation indépendante, nous utiliserons le symbole b après suppression de la représentation des balais (fig. 18.01).

3° Courant dans l'induit. — L'induit fournit et le courant qui traverse la charge et celui qui alimente l'inducteur (fig. 18.02). Le courant total est :

$$I' = I + i.$$

Le courant d'excitation i ne représente que 1 à 3% du courant I.

2. Caractéristique interne.

Elle se trace à excitation indépendante; le mode d'excitation en charge n'influe donc ni sur le montage (fig. 18.03), ni sur les manœuvres, ni sur la forme de la courbe. Pour la machine que nous utilisons, la caractéristique est celle de la *figure 16.09 reproduite figure 18.04.*

3. Amorçage.

1° — L'amorçage est l'ensemble des phénomènes qui se produisent entre le moment où l'interrupteur K (fig. 18.05) est fermé et celui où la génératrice délivre une tension utilisable.

2° Processus. — Nous supposons que la génératrice tourne à sa fréquence nominale et que le rhéostat du circuit d'excitation est éliminé.

Le flux rémanent produit une force électromotrice E_0 et une faible tension, $U = E_0$, peut être mesurée entre les bornes de l'induit. Quand nous fermons l'interrupteur K (fig. 18.05), cette tension engendre un faible courant d'excitation qui créé une petite force magnétomotrice, de deux choses l'une :

— ou cette force magnétomotrice magnétise le circuit dans le même sens que le rémanent : le flux augmente, la force électromotrice et la tension augmentent et produisent un accroissement de courant d'excitation qui, à son tour, fait croître le flux donc la force électromotrice, etc.

→ la machine s'amorce et la tension entre les bornes de l'induit (et de l'inducteur) prend une valeur importante, *supérieure à la valeur nominale;*

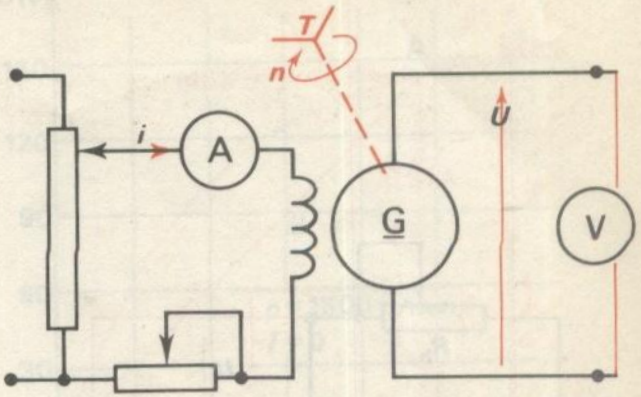


FIG. 18.03. — Montage.

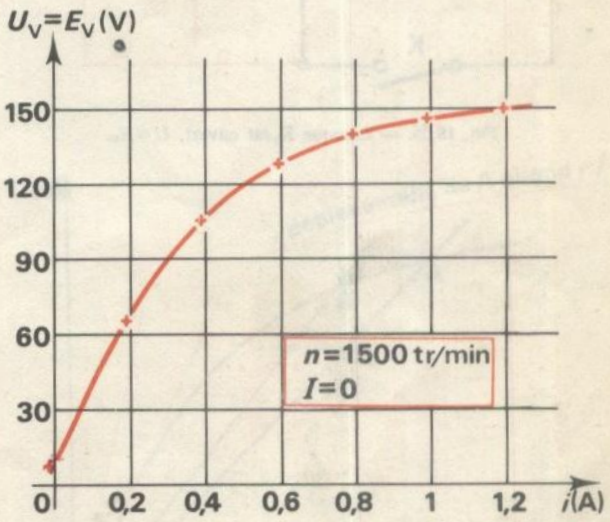


FIG. 18.04.

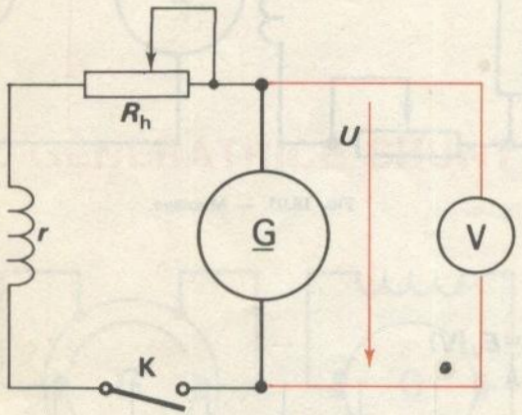


FIG. 18.05. — Lorsque K est ouvert, $U = E_0$.

— ou cette force magnétomotrice magnétise le circuit dans le sens opposé au rémanent : la machine ne s'amorce pas et la tension aux bornes de l'induit devient inférieure à E_0.

Dans ce dernier cas, pour obtenir l'amorçage, il suffit de changer le sens de rotation **ou** de permuter les connexions entre l'induit et l'inducteur.

3° Point de fonctionnement à vide. — Nous nous proposons de déterminer la tension de la machine après l'amorçage.

L'induit et l'inducteur étant en parallèle, la tension qui existe entre leurs bornes est commune :

$$u = U$$

a) Inducteur : c'est un récepteur passif qui, en régime permanent, se comporte comme un résistor linéaire :

$$u = ri$$

b) Induit : c'est un générateur, sa tension est

$$U = E_c - Ri$$

puisqu'il fournit à l'inducteur le courant i. Ce dernier est faible (1 à 3% de I_N). La chute de tension Ri et la chute e, de force électromotrice due à la réaction d'induit, sont largement négligeables devant la tension U. Nous avons donc simultanément :

$$\left.\begin{array}{l} Ri \ll U \Rightarrow U \approx E_c \\ e \ll U \Rightarrow E_c \approx E_v \end{array}\right\} \Rightarrow U \approx E_v$$

La tension aux bornes de l'induit est pratiquement égale à la force électromotrice à vide produite par le courant i; elle est donnée par la caractéristique interne $U = E_v(i)$.

c) Avec les mêmes axes et les mêmes échelles nous traçons :

— la caractéristique interne obtenue en excitation indépendante, $U = E_v(i)$,

— la droite des inducteurs $u = U = Ri$.

Les coordonnées du point A d'intersection, appelé **point de fonctionnement à vide,** sont la solution du système :

$$\begin{cases} U = ri \\ U = E_v(i) \end{cases}$$

d) Solution pour la génératrice étudiée en excitation indépendante : avec la courbe $E_v(i)$ de la figure 18.04, nous traçons la droite $U = ri$ avec $r = 150\,\Omega$; elle passe par 0 et (par exemple) par le point B (0,6 A; 90 V). Les coordonnées du point A (fig. 18.06) sont :

$$i = 0{,}97\text{ A} \quad \text{et} \quad U = 145\text{ V}.$$

4° Déplacement du point de fonctionnement.

a) Avec la résistance du circuit inducteur : si nous augmentons la résistance $r' = r + R_h$ par action sur le rhéostat d'excitation, le coefficient directeur de la droite des inducteurs augmente et le point de fonctionnement se déplace vers la gauche (A', fig. 18.07). Si r' croît encore jusqu'à la valeur r_d (droite rouge), le point A est mal défini, le fonctionnement devient instable; la valeur r_d est dite de **désamorçage.** Si r' croît au delà de r_d, la droite des inducteurs (en pointillés rouge) ne coupe plus la caractéristique à vide en un point utilisable : la génératrice ne peut s'amorcer.

b) Avec la fréquence de rotation : traçons trois caractéristiques à vide C_1, C_2, C_3 à trois fréquences de rotation différentes (fig. 18.08) et une seule droite des inducteurs pour une résistance r' du circuit d'excitation. Nous voyons que si la fréquence devient trop faible, courbe C_3, il ne peut plus y avoir d'amorçage.

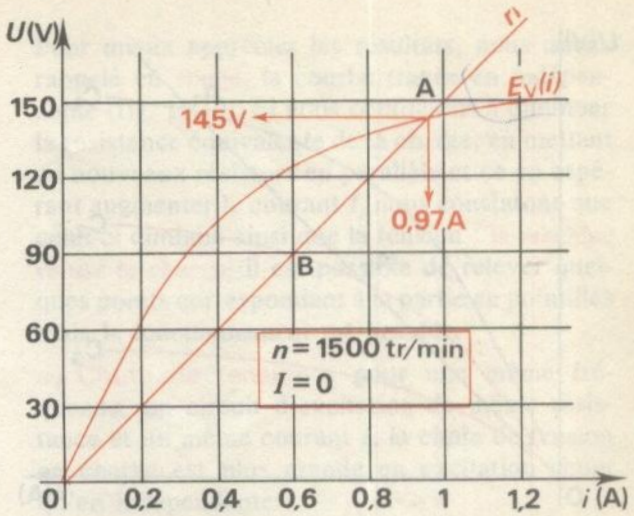


FIG. 18.06. — Détermination du point de fonctionnement à vide.

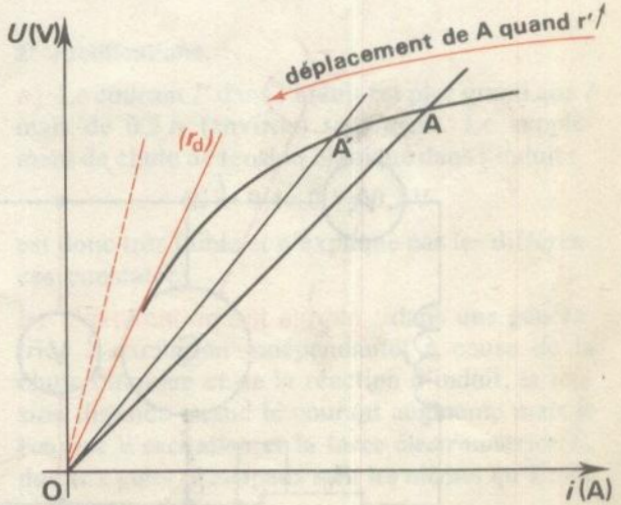


FIG. 18.07. — Influence de la résistance r' du circuit d'excitation sur le point de fonctionnement.

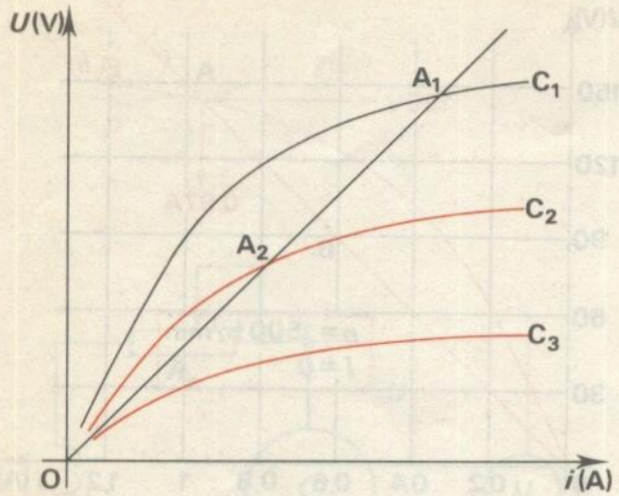


FIG. 18.08. — Influence de la fréquence de rotation sur le point de fonctionnement.

4. Fonctionnement en charge.

1° Caractéristique externe.

a) Montage : le circuit inducteur est en parallèle avec l'induit, donc aussi avec la charge (fig. 18.09). La fréquence étant maintenue constante à la valeur nominale n_N, la caractéristique externe se trace en chargeant la machine par mise en parallèle de résistors et ce sans aucune retouche du circuit d'excitation. La tension aux bornes de l'induit variant avec la charge, le courant d'excitation variera aussi. La caractéristique n'appartient pas à la famille F2, ni à aucune autre. Nous pouvons dire qu'elle est tracée à **résistance constante du circuit d'excitation.**

b) Première courbe : nous réglons la fréquence à la valeur $n_N = 1500$ tr/min, et le courant d'excitation afin d'avoir à vide la même valeur

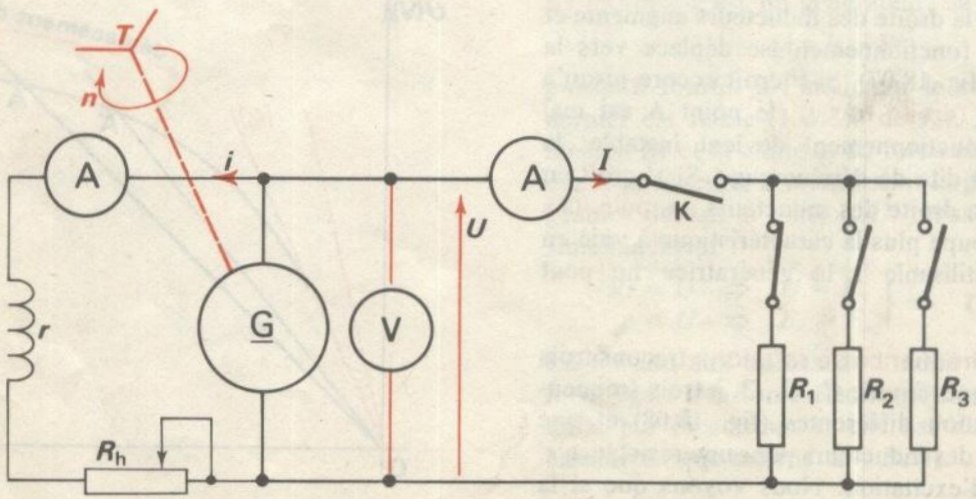


FIG. 18.09. — Montage pour le fonctionnement en charge.

$U = E_v = 120\,V$ que pour la première caractéristique tracée en excitation indépendante au chapitre 17 (courbe 17.03). Il nous faut donc $i = 0{,}53$ A soit une résistance totale $r + R_h = \frac{120}{0{,}53} = 226\,\Omega$, soit encore $R_h = 76\,\Omega$.

Nous constatons que pour un même courant externe I, la tension est plus faible en shunt qu'en indépendante :

I (A)	0	5	10	15	20	25
U (V)	120	116	111	103	92	78

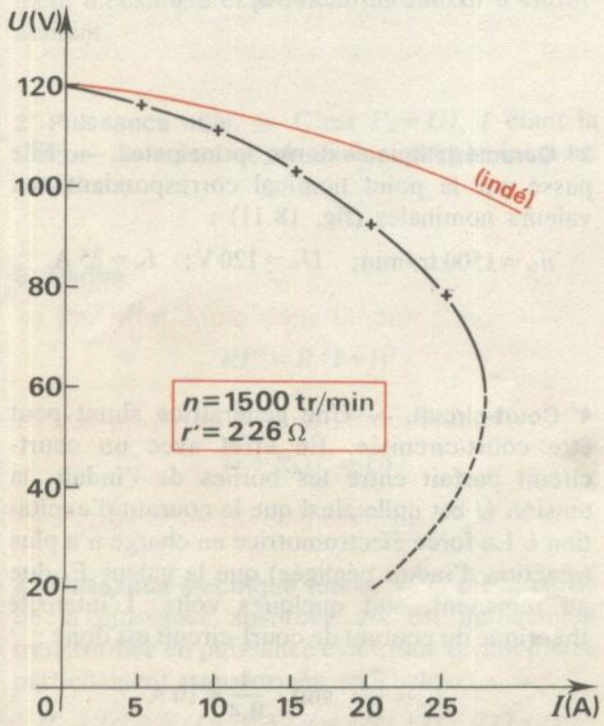


FIG. 18.10. — Caractéristique externe d'une génératrice shunt.

Pour mieux apprécier les résultats, nous avons rappelé en rouge, la courbe tracée en indépendante (fig. 18.10). Si nous continuons à diminuer la résistance équivalente de la charge, en mettant de nouveaux résistors en parallèle et ce en espérant augmenter le courant I, nous constatons que celui-ci diminue ainsi que la tension : **la machine refuse la charge;** il est possible de relever quelques points correspondant à la partie en pointillés mais **le fonctionnement est instable.**

c) Chute de tension : pour une même fréquence, un circuit d'excitation de même résistance et un même courant I, la chute de tension en charge est plus grande en excitation shunt qu'en indépendante.

I (A)	0	5	10	15	20	25
ΔU (indé)	0	2,5	5	8,5	13	18,5
ΔU (shunt)	0	4	9	17	28	42

2° Justifications.

a) Le courant I' dans l'induit est plus grand que I mais de 0,5 A (environ) seulement. Le supplément de chute de tension ohmique dans l'induit :

$$Ri \approx 0{,}4 \times 0{,}5 = 0{,}2\,V$$

est donc très faible et n'explique pas les différences constatées.

b) L'explication est simple : dans une génératrice à excitation indépendante, à cause de la chute ohmique et de la réaction d'induit, la tension diminue quand le courant augmente mais **le courant d'excitation et la force électromotrice E_v due aux pôles principaux sont les mêmes qu'à vide et restent constants.**

Dans une génératrice shunt, au contraire, les chutes précédentes (RI' et e) entraînent une

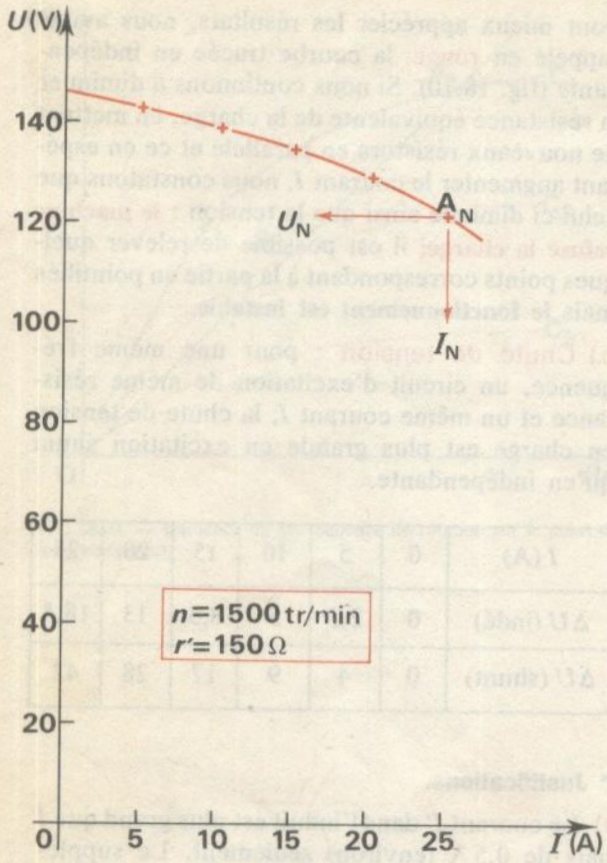


FIG. 18.11. — Caractéristique externe principale.

diminution du courant d'excitation et de la force électromotrice E_v due aux pôles principaux. Il en résulte que la tension aux bornes de l'induit décroît encore davantage qu'en excitation indépendante.

EXEMPLE : pour $I = 25\,A \approx I'$, la tension U est de 80 V, le courant inducteur est donc :

$$i = \frac{U}{r + R_h} = \frac{80}{226} = 0{,}354\,A.$$

La force électromotrice E_v lue sur la courbe 18.06 est : $E_v = 97$ V.

Si nous retranchons de cette valeur la chute totale de tension $h = e + RI$ mesurée en excitation indépendante, soit 18,5 V, nous obtenons bien la tension de la génératrice fonctionnant en shunt :

$$U = 97 - 18{,}5 = 78{,}5 \approx 78\,V.$$

3° Caractéristique externe principale. — Elle passe par le point nominal correspondant aux valeurs nominales (fig. 18.11) :

$$n_N = 1500\ tr/min; \quad U_N = 120\,V; \quad I_N = 25\,A.$$

4° Court-circuit. — Une génératrice shunt peut être court-circuitée. En effet avec un court-circuit parfait entre les bornes de l'induit, la tension U est nulle ainsi que le courant d'excitation i. La force électromotrice en charge n'a plus (réaction d'induit négligée) que la valeur E_0 due au rémanent, soit quelques volts. L'intensité théorique du courant de court-circuit est donc :

$$I_{cc} = \frac{E_0}{R} \quad \text{soit} \quad \frac{4}{0{,}4} = 10\,A$$

pour la machine étudiée.

5° Fonctionnement à tension constante.

Les utilisateurs de génératrices ont souvent besoin d'une tension constante ou peu variable.

Il est possible de satisfaire à cette condition en augmentant E_v au fur et à mesure que le courant de charge croît : il suffit de diminuer la résistance du (ou des) rhéostat d'excitation. Cette opération peut être rendue automatique.

5. Bilan énergétique.

1° Puissance absorbée (P_{ma}). — elle est uniquement mécanique et provient du moteur d'entraînement.

2° Puissance utile. — C'est $P_u = UI$, I étant la valeur du courant dans la charge (courant extérieur).

3° Pertes.

a) Par effet Joule dans l'induit :

$$RI'^2 = R(I+i)^2$$

b) Par effet Joule dans l'inducteur :

$$(r+R_h)\,i^2 = Ui$$

c) Pertes dites constantes : p_c.

4° Puissance électrique totale. — C'est la partie de la puissance absorbée qui est initialement transformée en puissance électrique (avant d'être partiellement transformée en chaleur) :

$$P_{et} = UI + R(I+i)^2 + Ui = U(I+i) + R(I+i)^2$$
$$= (I+i)[U + R(I+i)].$$

Soit en posant $I+i=I'$:

$$P_{et} = I'(U+RI').$$

Or la quantité entre parenthèses n'est autre que la force électromotrice en charge E_c, finalement :

$$P_{et} = E_c I'.$$

5° Bilan des puissances.

$$P_a = UI + R(I+i)^2 + Ui + p_c = P_{et} + p_c.$$

Le graphique (fig. 18.12) illustre ce bilan.

6° Rendement.

$$\eta = \frac{P_U}{P_a} = \frac{UI}{UI + \text{pertes}} = \frac{UI}{P_{et} + P_c}.$$

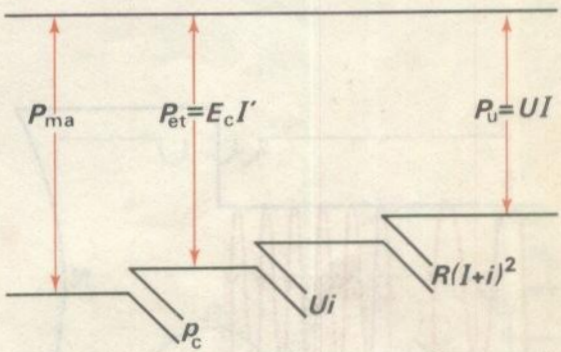


FIG. 18.12. — Bilan des puissances.

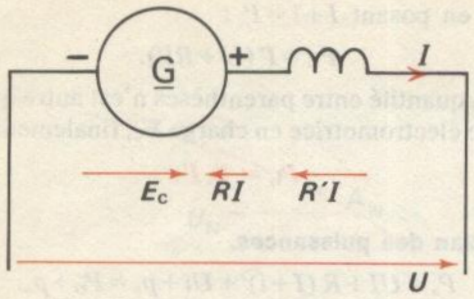


FIG. 18.13. — Génératrice série.

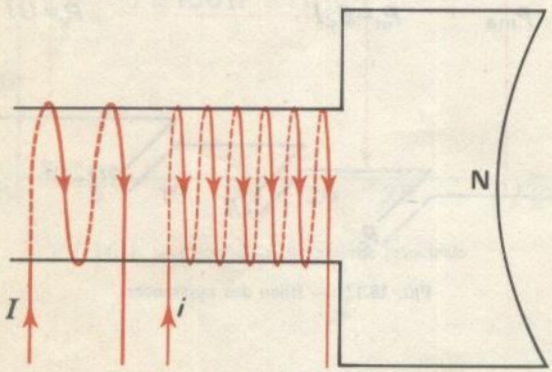


FIG. 18.14. — Couplage additif.

B. AUTRES GÉNÉRATRICES

6. Génératrice série.

1° Constitution. — La seule différence avec les machines précédentes concerne l'enroulement inducteur : mis en série avec l'induit, il sera traversé par le courant I fourni au circuit extérieur.

En conséquence, il comporte peu de spires en gros fil et sa résistance R' est faible.

Comparons un enroulement shunt et un enroulement série convenant à la même machine :

— *shunt :* 2000 spires, traversées par 1 A, soit 2000 A; sa résistance est de 100 Ω;

— *série :* 40 spires traversées par 50 A, soit 2000 A; sa résistance est de 0,04 Ω.

2° Montage. — L'induit et l'inducteur étant en série (fig. 18.13), la somme des chutes de tension qu'ils produisent se retranche de la force électromotrice en charge pour donner la tension :

$$U = E_c - (R + R')I$$

L'inducteur n'est alimenté que si la machine débite un courant dans un circuit extérieur. La génératrice série ne peut donc s'amorcer qu'en charge; à vide sa force électromotrice est réduite aux quelques volts dus au rémanent.

3° La génératrice série n'est plus fabriquée et n'a été que fort peu utilisée. Nous n'en étudions donc pas les propriétés.

7. Génératrice à excitation composée (génératrice compound).

1° Constitution. — C'est une génératrice de type shunt dont les pôles portent, en plus de l'enroulement shunt, quelques spires en série avec l'induit donc, traversées par le courant I débité. Les forces magnétomotrices produites par les deux types d'enroulement s'ajoutent arithmétiquement, le couplage est additif (fig. 18.14);

2° Objectif. — Nous savons que pour pallier la chute de tension d'une génératrice shunt il faut, au fur et à mesure que le débit croît, augmenter le courant d'excitation c'est-à-dire en fait, le nombre d'ampèretours. L'enroulement série de la génératrice compound étant traversé par le courant I, la production d'ampèretours supplémentaires se fera automatiquement sans qu'il soit nécessaire de modifier le circuit d'excitation shunt. Si l'enroulement série est bien calculé, la tension aux bornes de l'induit restera sensiblement constante : elle est **auto-régulée par les ampèretours série.**

3° Montages. — Il y a deux montages possibles : courte dérivation (fig. 18.15) et longue dérivation (fig. 18.16). D'un montage à l'autre, les différences théoriques sont faibles et les différences pratiques négligeables. La génératrice a les mêmes propriétés dans les deux cas.

4° Amorçage. — Le processus est le même que pour une génératrice shunt.

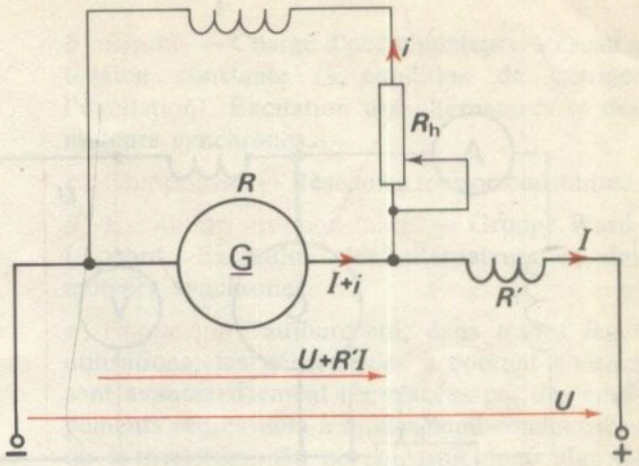


FIG. 18.15. — Montage courte dérivation.

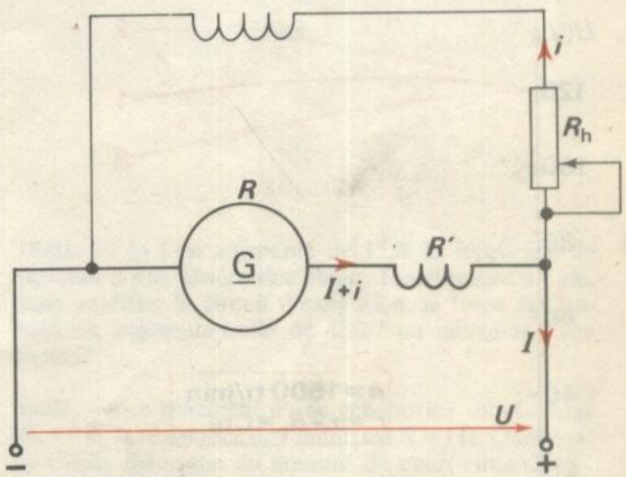


FIG. 18.16. — Montage longue dérivation.

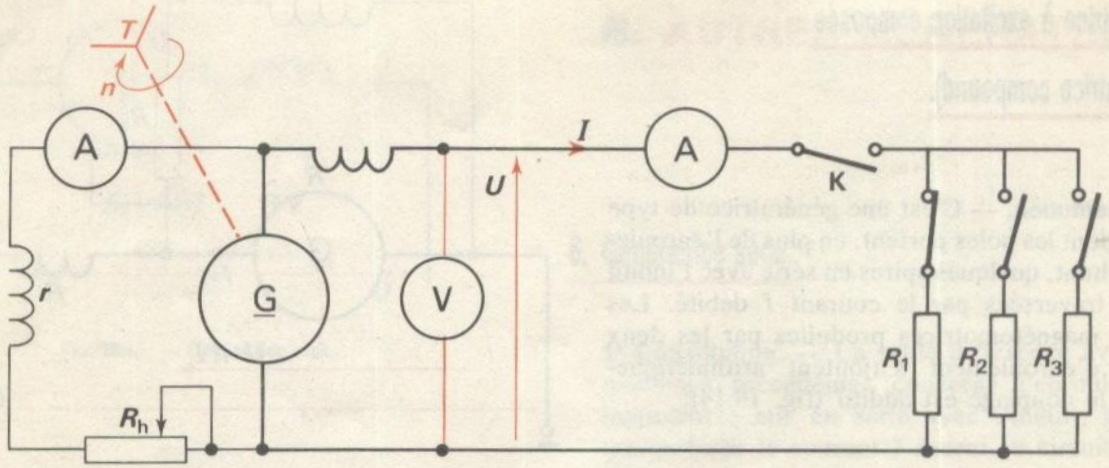


FIG. 18.17. — Montage.

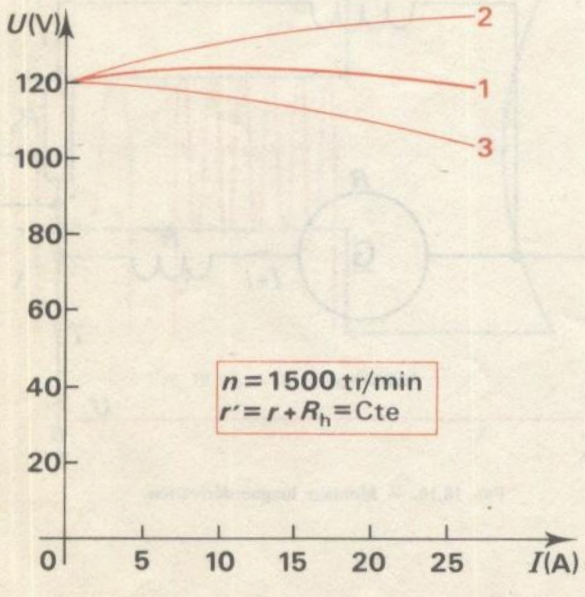


FIG. 18.18. — Caractéristique externe.

5° Caractéristique externe. — Le montage est celui de la figure 18.17. La machine tournant à sa fréquence de rotation nominale, la tension à vide, pour un courant extérieur nul $I = 0$, est ajustée à la valeur nominale par réglage du courant d'excitation shunt i avec le rhéostat R_h. Ce réglage ne sera plus modifié pendant les relevés. La fermeture de l'interrupteur K met la machine en charge; les relevés sont effectués jusqu'à la valeur nominale du courant.

La courbe obtenue (fig. 18.18, courbe 1) montre que la tension varie peu.

6° Remarques.

a) Si au lieu d'être sensiblement constante, la tension décroissait fortement, c'est que l'enroulement série serait branché à l'envers (force magnétomotrice soustractive). Il suffirait de croiser ses connexions sur la plaque à bornes pour

obtenir le bon montage. Notons que cette plaque porte six bornes : deux pour l'induit et deux pour chaque enroulement inducteur.

b) A la construction, si l'on met trop de spires série la machine est hypercompoundée (fig. 18.18, courbe 2); si au contraire il y a trop peu de spires, la machine est hypocompoundée (courbe 3).

7° Bilan énergétique. — Se reporter aux figures 18.15 et 18.16.

a) Puissance utile : $P_u = UI$;

b) Puissance absorbée : P_{ma};

c) Pertes par effet Joule dans l'induit : $RI'^2 = R(I+i)^2$;

d) Pertes constantes : p_c;

e) Pertes par effet Joule dans l'inducteur shunt[1] :

$$r'i^2 = (r+R_h)\,i^2;$$

f) Pertes par effet Joule dans l'inducteur série :

— courte dérivation : $R'I^2$;

— longue dérivation : $R'I'^2 = R\,(I+i)^2$.

Les deux cas conduisent à la même relation finale :

$$P_a = P_{et} + p_c \quad \text{avec} \quad P_{et} = E_c\,(I+i)$$

g) Rendement :

$$\eta = \frac{UI}{P_{et}+p_c}.$$

4. Conclusions.

1° Utilisation des génératrices à courant continu.

a) Série. — Autrefois utilisée en survolteur-dévolteur en série avec une autre génératrice.

b) Shunt. — Charge d'accumulateurs. Réseau à tension constante (à condition de corriger l'excitation). Excitation des alternateurs et des moteurs synchrones.

c) Compound. — Réseaux à tension constante.

d) Excitation indépendante. — Groupe Ward-Léonard. Excitation des alternateurs et des moteurs synchrones.

e) Remarque : aujourd'hui, dans toutes leurs utilisations, les génératrices à courant continu sont avantageusement remplacées par des équipements redresseurs à diodes semi-conductrices ou à thyristors. On ne construit donc plus de génératrices en tant que telles. Cependant, on fabrique encore beaucoup de moteurs à courant continu qui, dans certaines circonstances, peuvent fonctionner en génératrice; c'est pour cette raison que nous avons étudié les propriétés de celle-ci.

(1) Ces pertes sont égales à Ui en courte dérivation et $(U+R'I)i$ en longue dérivation.

Exercices

18.01. — Si l'on augmente de 15% la fréquence de rotation d'une génératrice shunt, fonctionnant à vide, sans modifier le circuit d'excitation, la force électromotrice augmente-t-elle de 15%? ou davantage? ou moins?

18.02. — Le rémanent d'une génératrice shunt donne $E_0 = 5\,V$, la résistance de l'induit est $R = 1\,\Omega$. Quelle est la valeur théorique du courant de court-circuit?

18.03. — Une génératrice shunt fournit 48 A à un circuit extérieur et 2 A à son inducteur. Quel est le courant dans l'induit?

18.04. — Quelle est la puissance électrique totale de la génératrice précédente si $U = 240\,V$ et $R = 0{,}5\,\Omega$?

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

18.05. — Une génératrice shunt parfaitement compensée fournit à un circuit extérieur un courant de 36 A sous une différence de potentiel de 225 V. La résistance du circuit inducteur est 150 Ω et celle de l'induit 0,4 Ω. Les pertes constantes sont de 1000 W. Calculer :

1° La force électromotrice en charge.

2° Les pertes par effet Joule dans les inducteurs.

3° Les pertes par effet Joule dans l'induit.

4° La puissance utile.

5° La puissance absorbée.

6° Le rendement.

Solution abrégée

1° Courant d'excitation $i = \frac{u}{r} = \frac{225}{150} = 1{,}5$ A.

f.é.m. : $E_c = U + R\,(I + i) = 225 + 0{,}4\,(36 + 1{,}5) = 240$ V.

2° $Ui = 225 \times 1{,}5 = 337{,}5$ W.

3° $R\,(I+i)^2 = 0{,}4 \times 37{,}5 \times 37{,}5 = 562{,}5$ W.

4° $P_u = UI = 225 \times 36 = 8100$ W.

5° $P_a = 8100 + 337{,}5 + 562{,}5 + 1000 = 10\,000$ W.

6° $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{8100}{10\,000} = 0{,}81$.

II. A RÉSOUDRE.

18.06. — Une génératrice shunt, parfaitement compensée, dont la résistance d'induit est $R = 0{,}5\,\Omega$ et la résistance d'inducteur $r = 125\,\Omega$, fournit dans un circuit extérieur un courant de 20 A sous 250 V.

1° Calculer la force électromotrice en charge de la machine.

2° Calculer le rendement de la machine si les pertes constantes sont de 508 watts.

18.07. — Une génératrice shunt possède à 1 200 tr/min les caractéristiques suivantes, interne :

i (A)	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6
E_v (V)	147	273	375	425	460	490	515	530

externe :

I (A)	0	20	30	40	50	70	80	100
U (V)	500	490	483	476	466	443	429	396

Les résistances de l'inducteur et de l'induit sont respectivement 380 Ω et 0,3 Ω.

1° Tracer la caractéristique interne.

2° Tracer la caractéristique externe.

3° Calculer le rendement correspondant à un débit de 80 A dans le circuit de charge. Les pertes constantes sont de 1,5 kW.

4° Quelle serait la f.é.m. à vide sans rhéostat d'excitation :

a) à 1200 tr/min?

b) à 1320 tr/min?

5° La génératrice étant à vide et tournant à 1200 tr/min, quelle valeur faut-il donner à la résistance du rhéostat d'excitation :

a) pour avoir une f.é.m. de 475 V?

b) pour provoquer le désamorçage?

18.08. — La caractéristique externe d'une génératrice shunt a été relevée à la fréquence de rotation nominale :

I (A)	0	5	10	15	20	25
U (V)	144	141	137	133	128	120

1° Cette génératrice débite dans une charge purement résistante $R_c = 7\,\Omega$. Déterminer la tension U aux bornes de l'induit et le courant dans R_c.

2° Cette génératrice recharge une batterie d'accumulateurs dont la résistance constante est $R' = 0{,}6\,\Omega$. Déterminer la tension aux bornes de l'induit et le courant dans la batterie dont la force contre-électromotrice est :

a) $E' = 110\,V$, au début de la charge,

b) $E'' = 125\,V$, en fin de charge.

3° Sachant que la résistance du circuit inducteur de la génératrice est $r' = 140\,\Omega$ et les pertes constantes p_c sont de 160 W, calculer le rendement de « l'opération recharge » au début et à la fin de celle-ci.

18.09. — La caractéristique interne d'une génératrice shunt a été tracée en excitation indépendante à la fréquence de rotation nominale :

i (A)	0	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
E_v (V)	3	53	78	99	113	125	133

i (A)	0,8	0,9	1	1,2	1,4	1,6
E_v (V)	141	147	152	160	165	169

Cette machine est parfaitement compensée, la résistance de son induit est $R = 0{,}3\,\Omega$. On désire obtenir une tension constante $U_N = 140\,V$ quel que soit le courant I débité dans la charge. Sachant que l'inducteur a une résistance propre $r = 100\,\Omega$, et en négligeant le courant d'excitation i devant I :

1° Déterminer la résistance du rhéostat d'excitation pour les valeurs suivantes du courant (ampères) :

0 ; 20 ; 40 ; 60

2° Quel est le débit maximal possible?

18.10. — Une génératrice compound courte dérivation (fig. 18.15) fournit à un circuit de charge un courant de 80 A sous une tension de 220 V. Les résistances des enroulements sont : induit $R = 0{,}1\,\Omega$; inducteur série $R' = 0{,}05\,\Omega$; inducteur shunt $r = 112\,\Omega$. Calculer :

1° Les courants qui traversent chaque partie de la machine.

2° La force électromotrice en charge.

3° La puissance utile, les différences pertes par effet Joule et la puissance électrique totale.

18.11. — Une génératrice compound, longue dérivation (fig. 18.16) fournit à un circuit de charge un courant de 28,5 A sous une tension de 120 V. Les résistances des enroulements sont : induit $R = 0{,}6\,\Omega$, inducteur série $R' = 0{,}4\,\Omega$, inducteur shunt $r = 80\,\Omega$. Calculer :

1° Les courants qui traversent chaque partie de la machine.

2° La force électromotrice en charge.

3° La puissance utile, les différentes pertes par effet Joule, la puissance électrique totale.

المعهد العالي لأساتذة التعليم التقني بالقنيطرة
قسم المكتبة

19
MOTEUR BIPOLAIRE A COURANT CONTINU GÉNÉRALITÉS

1. Fonctionnement en moteur d'une génératrice.

1° Principe. — Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique (fig. 19.01) est soumis à une force électromagnétique dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite (courant continu, 1re F). Un « appel à tourner » est donc créé et la rotation est possible. Quand le conducteur arrive en A, il faut changer le sens de la force en inversant le courant si l'on veut que la rotation se poursuive.

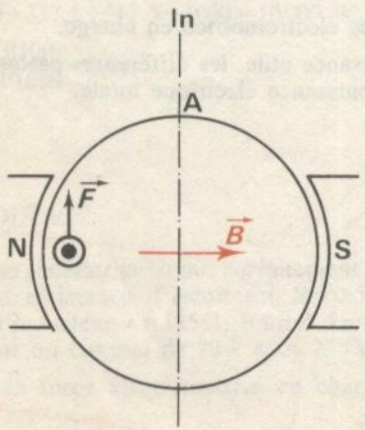


FIG. 19.01. — Force s'exerçant sur un conducteur.

2° Rôle du collecteur. — Grâce au collecteur, **bien que la tension appliquée soit continue,** le courant dans une spire s'inversera sous l'axe de commutation (actuellement confondu avec la ligne neutre) et la rotation pourra être permanente.

Dans la position 1 (fig. 19.02) la lame II, placée sous le balai ⊕ est positive et le courant parcourt la spire dans le sens ACED. Dans la position 2, la lame II est sous le balai ⊖ et le courant est inversé. Les forces électromagnétiques s'inversent en même temps que le courant.

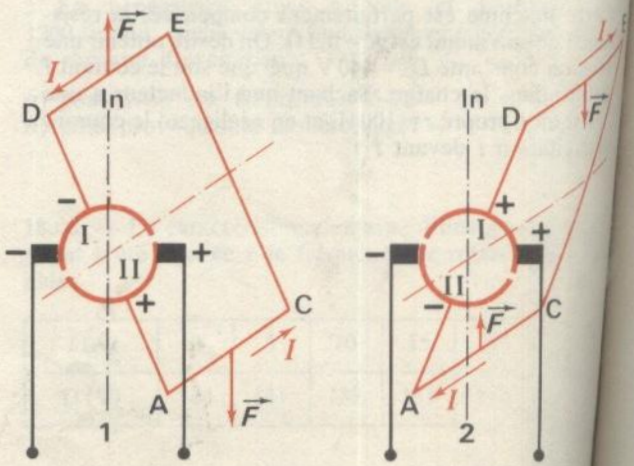


FIG. 19.02. — Rôle du collecteur (les pôles, non représentés, produisent des lignes de champ orientées de gauche à droite).

3° Réversibilité de la génératrice. — Alimentons l'induit d'une génératrice à excitation indépendante sous une tension continue égale à celle qu'il fournissait et conservons son sens au courant inducteur, donc au flux :

a) Si nous conservons les mêmes polarités : **le courant a changé de sens** puisque la machine fonctionne maintenant en récepteur (fig. 19.03). Nous constatons que le sens de rotation est le même qu'en génératrice. La règle des trois doigts appliquée aux conducteurs nous le confirme (fig. 19.04);

b) Si nous voulons que le courant ait le même sens que dans le fonctionnement en génératrice il faut **inverser les polarités,** le sens de rotation est alors **inversé** lui aussi (fig. 19.05).

REMARQUE : On inverserait aussi le sens de rotation en inversant le courant d'excitation (donc le flux) et en maintenant la polarité.

L'ensemble des résultats se retient facilement par une règle analogue à celle du signe d'un produit de deux nombres algébriques :

Même polarité		Même sens de flux		Même sens de rotation
oui	×	oui	=	oui
oui	×	non	=	non
non	×	oui	=	non
non	×	non	=	oui

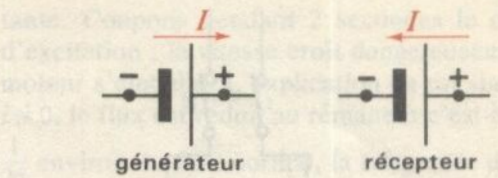


FIG. 19.03. — Avec les mêmes polarités, les courants sont de sens contraires.

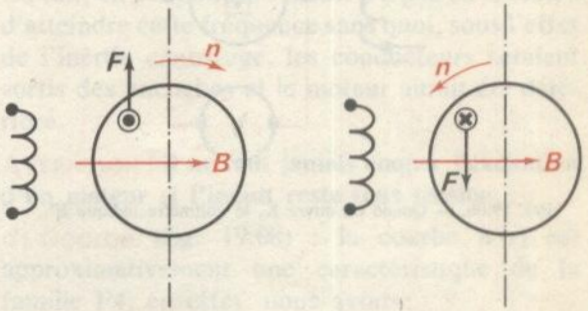


FIG. 19.04. — Le sens de la rotation est celui de la génératrice.

FIG. 19.05. — Le sens de rotation est inversé.

2. Force contre-électromotrice.

AVERTISSEMENT : nous supposons que tous les moteurs sont parfaitement compensés et nous ne faisons pas de distinction entre les valeurs à vide et en charge de la force électromotrice; celle-ci sera donc notée E ou E' (sans indice).

1° Existence. — Plaçons un voltmètre entre les bornes de l'induit d'un moteur en rotation (fig. 19.06), nous lisons la tension du réseau d'alimentation 120 V. Ouvrons l'interrupteur K sans couper l'excitation, l'induit n'est plus alimenté, pourtant le voltmètre indique encore une tension de même sens : 118 V juste après l'ouverture puis de moins en moins au fur et à mesure que le moteur ralentit, enfin zéro à l'arrêt. Tant que le moteur tourne il y a donc une force électromotrice entre ses bornes, ne nous en éton-

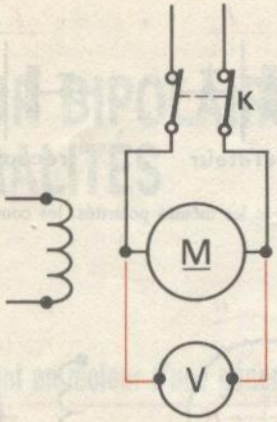


FIG. 19.06. — Quand on ouvre K, le voltmètre indique E'.

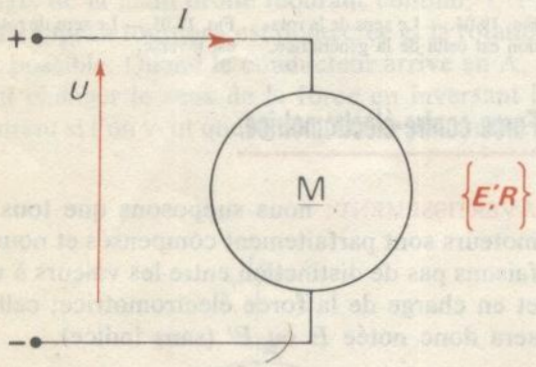


FIG. 19.07. — Orientations.

nons pas puisque les conducteurs coupent du flux exactement dans les mêmes conditions que s'il s'agissait d'une génératrice.

Quand l'induit est alimenté cette force électromotrice existe toujours mais ne peut plus être mesurée; parce qu'elle est opposée à la tension du réseau, on l'appelle **force contre-électromotrice** (f.c.é.m.). Cette f.c.é.m. est à peine inférieure à la tension appliquée.

2° Expression. — La f.c.é.m. d'un moteur a la même origine que la f.é.m. d'une génératrice, elle s'exprime donc par la même formule, **pour une machine bipolaire :**

(1) $\boxed{E' = Nn\Phi}$ $\begin{cases} N \text{ conducteurs} \\ n \text{ tr/s} \\ \Phi \text{ en webers} \\ E' \text{ en volts} \end{cases}$

3° Loi d'Ohm.

a) Énoncé : les orientations étant celles de la convention récepteur (fig. 19.07), la différence de potentiel aux bornes de l'induit d'un moteur est égale à sa force électromotrice [1] augmentée du produit de sa résistance par l'intensité du courant qui le traverse.

b) Formule :

(2) $\boxed{U = E' + RI}$ $\begin{cases} R \text{ en ohms} \\ I \text{ en ampères} \\ U \text{ et } E' \text{ en volts} \end{cases}$

REMARQUE : les quatre grandeurs ne concernent que l'induit.

(1) Il n'y a aucune différence de nature entre une force électromotrice et une force contre-électromotrice; sauf nécessité absolue, le mot contre peut être supprimé.

3. Fréquence de rotation.

1° Expression. — Des deux formules qui précèdent, nous tirons la fréquence $n = \frac{E'}{N\phi} = \frac{U - RI}{N\phi}$.

(3) $\boxed{n = \frac{U - RI}{N\phi}}$

U en volts
R en ohms
I en ampères
ϕ en webers
n en tours par seconde

2° Réglage à vide.

a) Dans une machine R et N sont fixés à la construction, donc invariables; supposons en outre que le moteur soit alimenté par un réseau à tension U constante, dès lors, seuls I et Φ peuvent influer sur la fréquence.

b) Le courant I_v qui traverse l'induit à vide, est très faible puisque la consommation du moteur ne correspond qu'à ses différentes pertes; nous avons : $RI_v \ll U$ et $E' \approx U$.

Le flux reste la seule variable de la formule et la fréquence lui est inversement proportionnelle. Nous pourrons donc régler la fréquence en faisant varier le courant d'excitation à l'aide d'un rhéostat.

c) Expérience. — L'induit d'un moteur à excitation indépendante étant alimenté sous tension constante, faisons varier le courant d'excitation :

i (A)	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3
n (tr/min)	1270	1320	1390	1500	1680	2000

Pour 0,3 A, le moteur dont la fréquence nominale est 1500 tr/min, ronfle d'une manière inquiétante. Coupons pendant 2 secondes le courant d'excitation : la vitesse croît dangereusement; le moteur s'emballe. L'explication en est simple, si $i = 0$, le flux est réduit au rémanent c'est-à-dire à $\frac{1}{25}$ environ du flux normal, la fréquence de rotation est théoriquement multipliée par 25 !!

En fait, en 2 secondes l'induit n'a pas eu le temps d'atteindre cette fréquence sans quoi, sous l'effet de l'inertie centrifuge, les conducteurs seraient sortis des encoches et le moteur aurait été détérioré.

ATTENTION ! **il ne faut jamais couper l'excitation d'un moteur si l'induit reste sous tension.**

d) Courbe (fig. 19.08) : la courbe $n(i)$ est approximativement une caractéristique de la famille F4; en effet, nous avons :

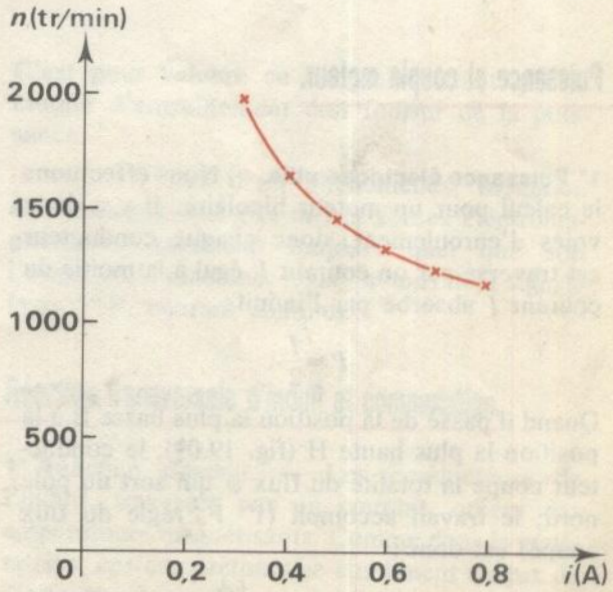


FIG. 19.08. — Caractéristiques de réglage de fréquence à vide.

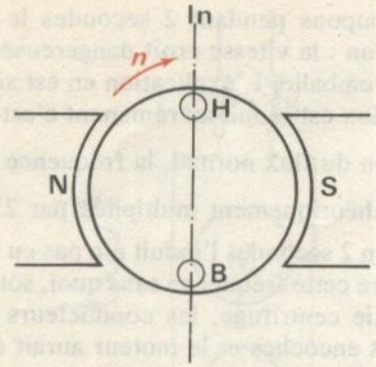


FIG. 19.09.

— deux paramètres constants (ou presque) :
$U = C^{te}$; $I \approx C^{te} \approx 0$

— deux paramètres variables : i et n.

4. Puissance et couple moteur.

1° Puissance électrique utile. — Nous effectuons le calcul pour un moteur bipolaire. Il y a deux voies d'enroulement, donc chaque conducteur est traversé par un courant I' égal à la moitié du courant I absorbé par l'induit :

$$I' = \frac{I}{2}.$$

Quand il passe de la position la plus basse B à la position la plus haute H (fig. 19.09), le conducteur coupe la totalité du flux ϕ qui sort du pôle nord ; le travail accompli (1re F, règle du flux coupé) est donc :

$$W = I' \Delta \phi = \frac{I \phi}{2}$$

ce travail est effectué pendant la durée d'un demi-tour soit (fréquence n) :

$$\Delta t = \frac{1}{2n}.$$

La puissance développée est :

$$p = \left(\frac{I\phi}{2}\right) : \left(\frac{1}{2n}\right) = nI\phi.$$

La puissance développée par l'ensemble des N conducteurs sera :

$$P = NnI\Phi.$$

Cette puissance est la puissance électrique utile P_{eu}, c'est elle qui est transformée en puissance mécanique par le moteur. En remplaçant le produit $Nn\phi$ par la force électromotrice E' :

(4) $\boxed{P_{eu} = nNI\Phi = E'I}$

n en tours par seconde
I en ampères
Φ en webers
E' en volts
P en watts

2° Moment du couple moteur (bipolaire). — Rappelons la formule de mécanique :

$P = T\Omega$ { T en newtons-mètres (Nm) ; Ω en radians par seconde (rad/s) ; P en watts

Le moment du couple peut donc être calculé par la formule $T = \frac{P}{\Omega}$ avec ici $P = P_{eu}$; ce couple est **le couple électromagnétique ou couple total.** Le couple utile tiendra compte des pertes mécaniques et sera légèrement plus petit. Nous avons donc, couple électromagnétique :

$$T = \frac{P_{eu}}{\Omega} = \frac{E'I}{\Omega} = \frac{NnI\phi}{\Omega}$$

or la fréquence n (tr/s) et la vitesse angulaire Ω sont liées par la relation :

$$\Omega = 2\pi n \quad soit \quad T = \frac{nNI\phi}{2\pi n} = \frac{NI\phi}{2\pi}$$

(5) $\boxed{T = \frac{N}{2\pi} I\phi}$ $\begin{cases} I \text{ en ampères} \\ \phi \text{ en webers} \\ T \text{ en newtons-mètres} \end{cases}$

Rappelons que le mètre-kilogramme poids (dont l'usage doit être abandonné) vaut environ 10 Nm.

La formule montre que le moment du couple d'un moteur ne dépend que du courant et du flux $\left(\frac{N}{2\pi}\right.$ étant invariable$\left.\right)$.

ATTENTION. — **Il semble que le couple soit indépendant de la fréquence de rotation mais il n'en est rien; en effet le courant** (et même le flux) **variant beaucoup avec la fréquence, il en est de même du couple.**

3° Couple résistant des génératrices. — Lorsqu'une génératrice débite, ses conducteurs sont traversés par un courant donc soumis à une force électromagnétique. Cette force crée un couple qui, s'il était seul, ferait tourner l'induit en sens inverse de celui qu'on lui impose (fig. 19.10).

Nous l'avons d'ailleurs constaté au début de ce chapitre puisque, **pour un même sens de courant, le moteur tourne en sens inverse.**

Dans des conditions identiques, le couple résistant d'une génératrice aura même valeur que le couple d'un moteur puisque les conducteurs seront traversés par un même courant et placés dans un même flux :

$$T_r = \frac{N}{2\pi} I\Phi.$$

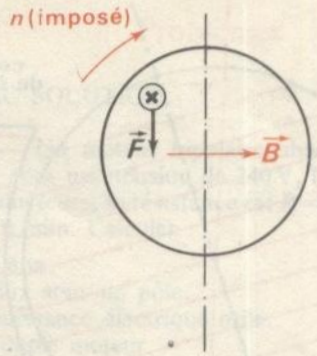


FIG. 19.10. — Dans une génératrice, les forces électromagnétiques s'opposent à la rotation.

C'est pour vaincre ce couple résistant que le moteur d'entraînement doit fournir de la puissance.

REMARQUE : les deux phénomènes, induction électromagnétique (f.é.m.) et forces électromagnétiques, **coexistent toujours** quel que soit l'usage de la machine, nous l'avions déjà signalé (voir 1re F, courant continu).

5. Réaction transversale d'induit et commutation.

1° Réaction d'induit. — *Les conducteurs de* l'induit, traversés par un courant, créent des ampèretours magnétisants. Comme dans la génératrice, ces ampèretours se combinent à ceux de l'inducteur et produisent une distorsion des lignes de champ.

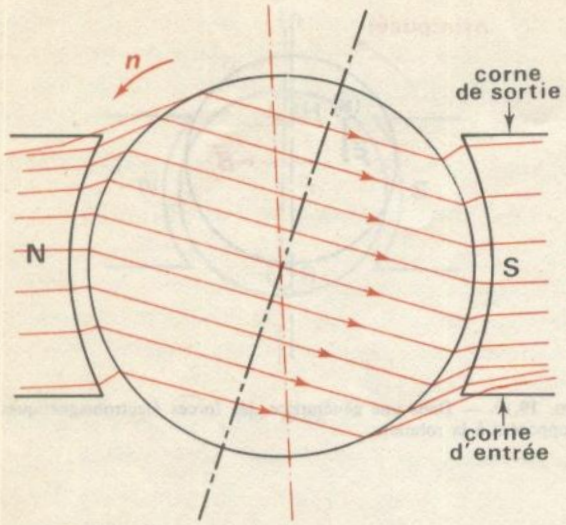


FIG. 19.11. — Distorsion dans un moteur.

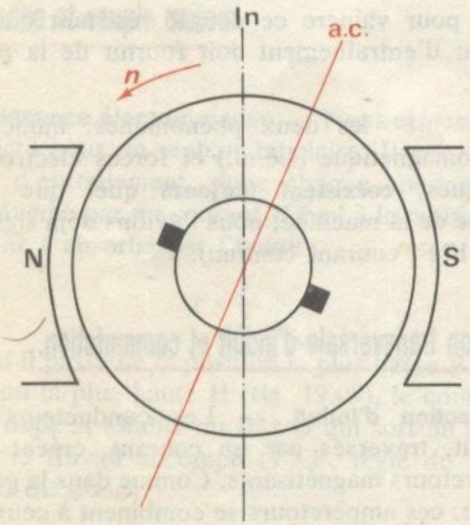


FIG. 19.12. — Les balais sont décalés en arrière.

Considérons un moteur ayant même sens de flux principal qu'en génératrice et une polarité inversée : le sens de courant est le même, **le sens de rotation inversé** (fig. 19.11).

Les ampèretours induits et inducteurs inchangés produisent la même distorsion qu'à la figure 17.06 donc de sens opposé à la rotation. L'enroulement compensateur traversé lui aussi par un courant de même sens (qu'en génératrice) continuera à produire des ampèretours corrects. La compensation est donc assurée en moteur et en génératrice par un même enroulement pouvant être relié une fois pour toute à l'induit.

La réaction d'induit si elle n'est pas compensée a toujours le même effet quantitatif : **diminution du flux résultant donc de la f.é.m.**

2° Commutation. — Le phénomène se manifeste aussi en moteur. Une génératrice tournant dans un sens donné, pour faciliter la commutation nous avions soit décalé ses balais dans le sens de la rotation, soit placé des pôles auxiliaires.

Si la machine fonctionne en moteur avec un même sens de courant elle tourne en sens inverse, la f.é.m. de commutation est inversée et les « remèdes » doivent l'être aussi, or :

— d'une part les balais se trouvent maintenant décalés « en arrière » (fig. 19.12);

— d'autre part un pôle de commutation « suit » un pôle principal de même nom (fig. 19.13).

Le décalage des balais, ou le bobinage des pôles auxiliaires, peut donc être réalisé à la construction sans se préoccuper de l'usage de la machine ni, rappelons-le, de son sens de rotation.

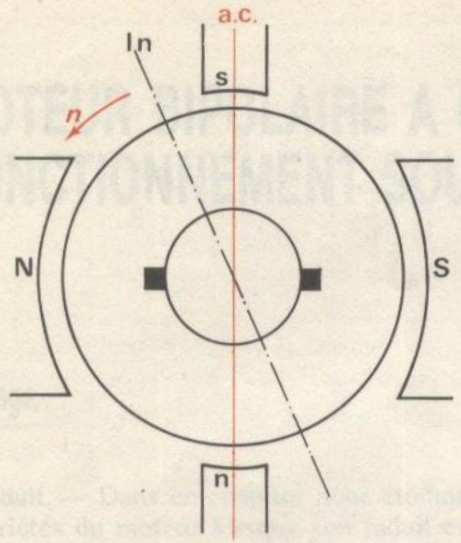


FIG. 19.13. — Un pôle de commutation suit un pôle principal de même nom.

Exercices

19.01. — Calculer la f.é.m. d'un moteur, on donne :

$N = 600$, $n = 1800$ tr/min, $\Phi = 0{,}01$ Wb, 2 pôles.

19.02. — Calculer le couple d'un moteur bipolaire :

$I = 50$ A, $\Phi = 0{,}02$ Wb, $N = 400$.

19.03. — Que deviennent la f.é.m., la P_{eu} et le couple d'un moteur multipolaire quand on double le nombre de voies d'enroulement?

19.04. — La fréquence de rotation d'un moteur est-elle doublée si l'on divise par deux le courant d'excitation?

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

19.05. — Un moteur bipolaire absorbe un courant de 40 A sous une tension de 240 V, l'induit comporte 720 conducteurs, sa résistance est $R = 0{,}6\,\Omega$ et il tourne à 1200 tr/min. Calculer :

1° La f.é.m.
2° Le flux sous un pôle.
3° La puissance électrique utile.
4° Le couple moteur.

Solution

1° $E' = U - RI = 240 - 0{,}6 \times 40 = 216$ V.

2° $\Phi = \dfrac{E'}{Nn}$ avec $n = \dfrac{1200}{60} = 20$ tr/s.

$$\Phi = \frac{216}{720 \times 20} = 0{,}015 \text{ Wb}$$

3° $P_{eu} = E'I = 216 \times 40 = 8640$ W

4° $T = \dfrac{N}{2\pi} I\Phi = \dfrac{720}{2\pi} \times 40 \times 0{,}015 = 69$ Nm.

II. A RÉSOUDRE.

19.06. — Un moteur bipolaire absorbe 30 A sous une tension de 230 V. Sa fréquence de rotation est de 750 tr/min et sa résistance d'induit 0,3 Ω. Calculer :

1° La f.é.m. et la puissance électrique utile.
2° Le couple moteur
3° Le nombre de conducteurs, sachant que le flux sous un pôle est $\Phi = 0{,}022$ Wb.

20
MOTEUR BIPOLAIRE A EXCITATION INDÉPENDANTE FONCTIONNEMENT SOUS TENSION CONSTANTE

1. Montage.

1° Induit. — Dans ce chapitre nous étudions les propriétés du moteur lorsque son induit est alimenté **sous tension constante.** Toutefois le démarrage fait exception : au cours de cette période, afin d'éviter un courant excessif, un rhéostat de démarrage (fig. 20.01) est placé en série avec l'induit et progressivement éliminé.

2° Inducteur. — Son circuit est **indépendant** de celui de l'induit; les variations de courant I qui traverse ce dernier **ne se répercutent donc pas** sur le courant d'excitation. Pour régler celui-ci, et par suite modifier le flux et la vitesse, un rhéostat de champ est mis en série.

3° Les variantes.

Selon les besoins deux solutions techniques peuvent être utilisées.

a) Pour des raisons de sécurité[1], l'on peut désirer que l'inducteur soit alimenté par une **source différente** de celle qui alimente l'induit : le moteur est alors à excitation séparée et la tension

(1) Ou pour d'autres raisons.

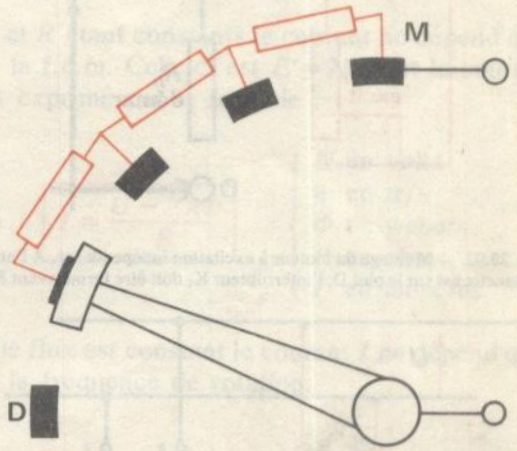


FIG. 20.01. — Rhéostat de démarrage. Le plot D n'est pas relié, c'est un plot mort.

u du circuit inducteur est généralement différente de la tension U du circuit induit.

b) Rien ne s'oppose à l'utilisation de la même source : l'inducteur doit alors être prévu pour fonctionner sous **la même tension** que l'induit; il est mis en parallèle avec lui sur le même réseau. Le moteur est appelé moteur-shunt **mais ses propriétés restent celles d'un moteur à excitation indépendante.**

→ Quelle que soit la solution retenue, le moteur a les MÊMES PROPRIÉTÉS.

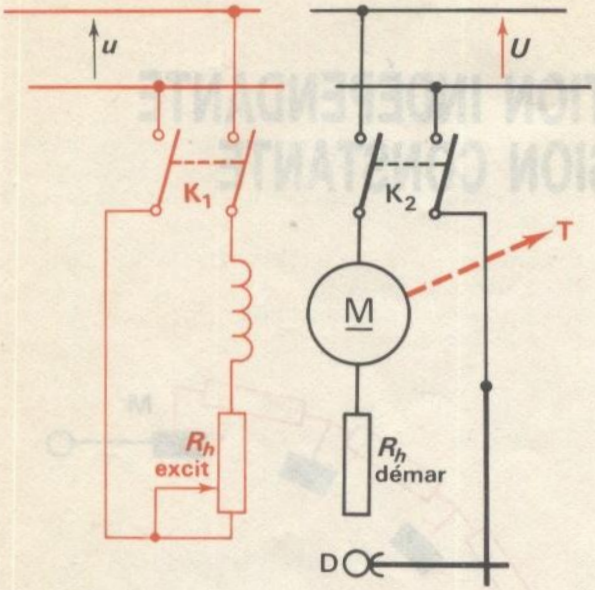


FIG. 20.02. — Montage du moteur à excitation indépendante. A l'arrêt, la manette est sur le plot D; l'interrupteur K_1 doit être fermé avant K_2.

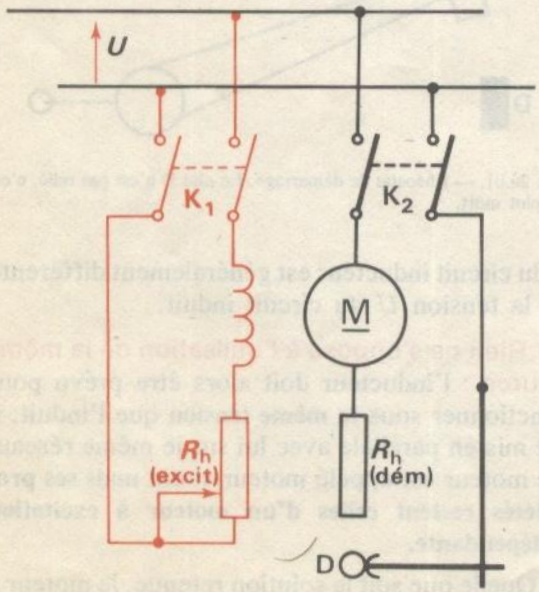


FIG. 20.03.

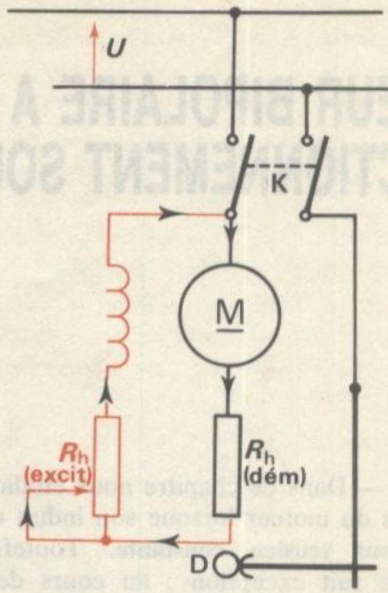


FIG. 20.04. — Montage anti-inductif.

4° Montages.

a) Moteur à excitation séparée : à l'arrêt (fig. 20.02), la manette du rhéostat de démarrage est sur le plot mort D.

Nous savons que l'induit ne doit pas être sous tension s'il n'y a pas de courant d'excitation, aussi :

— à la mise en marche, l'interrupteur K_1 doit être fermé avant K_2;

— pour arrêter le moteur, il faut ouvrir K_2 avant K_1.

b) Moteur shunt : les deux sources n'en formant plus qu'une seule (fig. 20.03), on pourrait conserver un montage identique au précédent. On préfère le montage de la figure 20.04 :

— il n'y a qu'un seul interrupteur,

— **le montage est anti-inductif :** lors de l'ouverture de l'interrupteur, l'inducteur reste fermé sur l'induit et l'importante force électromotrice auto-induite due à la suppression du courant dans le circuit d'excitation (l'inductance est de plusieurs dizaines d'henrys) se manifeste à l'intérieur d'un circuit fermé (flèché en noir) au lieu de détériorer les couteaux de l'interrupteur et de présenter un danger pour celui qui exécute la manœuvre.

Remarquons que dès l'arrivée de la manette du rhéostat de démarrage sur le premier plot, toute la tension U est appliquée au circuit inducteur.

Nous donnons en fin de chapitre un montage pratique (fig. 20.10).

5° Charge. — Le moteur entraîne une génératrice qui débite dans un rhéostat. Lorsque le courant fourni par la génératrice augmente, celle-ci demande davantage de puissance au moteur et le courant absorbé par ce dernier croît. **Le moteur électrique est auto-régulateur de puissance :** quand on lui en demande davantage il la fournit sans intervention extérieure. Il n'en est pas de même d'un moteur à essence : quand une automobile aborde une côte, le chauffeur doit appuyer davantage sur la pédale de l'accélérateur s'il veut maintenir sa vitesse.

6° Moteur utilisé. — *Nous relevons sur sa plaque* signalétique :

$$n_N = 1500 \text{ tr/min}; \quad U_N = 120 \text{ V};$$
$$I_N = 33 \text{ A}; \quad P_N = 3{,}3 \text{ kW}.$$

La mesure de la résistance de l'induit a donné : $R = 0{,}3\ \Omega$.

REMARQUE : la puissance indiquée sur les plaques des moteurs est la **puissance utile;** elle doit être exprimée en kilowatts et non en chevaux. Rappelons cependant que 1 ch = 0,736 kW (environ trois quarts).

2. Nécessité du rhéostat de démarrage.

1° Courant dans l'induit. — De la loi d'Ohm, $U = E' + RI$ nous tirons :

$$I = \frac{U - E'}{R}$$

U et R étant constants le courant ne dépend que de la f.é.m. Celle-ci est $E' = Nn\Phi$ et le courant est exprimé par la formule :

(1) $$I = \frac{U - Nn\Phi}{R}$$

U en volts
n en tr/s
Φ en webers
R en ohms
I en ampères

Si le flux est constant le courant I ne dépend que de la fréquence de rotation.

2° Démarrage. — Au moment du démarrage, quand nous fermons l'interrupteur, la fréquence et la f.é.m. sont nulles et le courant de démarrage direct n'est limité que par la résistance de l'induit :

$$I_{dd} = \frac{U}{R}$$

Un induit qui ne tourne pas se comporte comme un résistor pur.

EXEMPLE. — Pour le moteur ci-dessus ($I = 33$ A); calculons I_{dd} :

$$I_{dd} = \frac{U}{R} = \frac{120}{0{,}3} = 400 \text{ A}! \quad \text{soit } I_{dd} = 12 \text{ fois } I.$$

Il est évident que nous ne pouvons tolérer une telle surintensité même pendant quelques secondes. Pour limiter le courant à une valeur raisonnable, nous mettons en série un rhéostat, dit de démarrage, dont la résistance R_h s'ajoute à R, le courant est alors :

$$I_d = \frac{U}{R + R_h}$$

soit $(R_h + R)\, I_d = U$ d'où $R_h = \frac{U}{I_d} - R$.

Par exemple pour notre moteur si nous tolérons $I_d = 2\,I$, soit $I_d = 66$ A, nous aurons :

$$R_h = \frac{120}{66} - 0{,}3 \approx 1{,}5\,\Omega.$$

Le rhéostat comporte toujours plusieurs plots et la valeur R_h correspond à la résistance totale (fig. 20.01). Au moment de la fermeture de l'interrupteur, la manette doit être en position D, sur le plot mort. Le passage de D à la position marche M s'effectue en quelques secondes.

3. Fréquence de rotation.

1° Réglage. — Le rhéostat d'excitation permet le réglage de la fréquence en charge comme à vide.

Si la résistance des inducteurs est $r = 100\,\Omega$, un rhéostat dont la résistance est $200\,\Omega$ permettra de faire varier i dans le rapport 1 à 3, à cause de la saturation le flux et la fréquence varieront un peu moins.

Le réglage est limité par la fréquence dite d'emballement que le moteur ne doit pas dépasser : le plus souvent 120 % de la valeur nominale.

La courbe $n\,(i)$ du moteur fonctionnant à vide a été tracée au chapitre précédent, figure 19.08.

2° Variations spontanées. — Le courant d'excitation, réglé pour avoir $n = 1500$ tr/min à vide, étant maintenant invariable, nous chargeons le moteur.

A pleine charge, pour un courant absorbé de 33 A, la fréquence n'est plus que 1380 tr/min; elle a donc diminué de 8 %. La formule $n = \frac{U - RI}{N\phi}$ nous en donne l'explication.

— A vide, $RI_v \ll U$ et $n_v \approx \frac{U}{N\phi}$.

— A pleine charge, $RI = 0{,}3 \times 33 \approx 10$ V et, en supposant que le flux soit le même qu'à vide :

$$n = \frac{120 - 10}{N\phi} = \frac{110}{N\phi}.$$

Le rapport $\frac{n}{n_v} = \frac{110}{120} = 0{,}917$ correspond bien à une diminution d'environ 8 %.

3° Caractéristique électromécanique de fréquence.

a) Elle se trace avec une tension d'induit constante et un courant d'excitation constant. Des quatre paramètres $\{n, i, U, I\}$ qui fixent l'état du moteur, nous avons donc :

— deux paramètres constants : U et i;

— deux paramètres variables : I et n.

La courbe appartient à la famille F5 (chap. 15), c'est une caractéristique de fréquence en charge.

b) Puisque la fréquence diminue quand la charge (I) augmente, si nous voulons que la caractéristique passe par le point de fonctionnement nominal $\{I_N, n_n\}$, nous devrons commencer les relevés par ce point :

par action sur le rhéostat de charge de la génératrice entraînée, nous augmentons le courant absorbé par le moteur et nous rectifions sa fréquence par action sur son rhéostat d'excita-

tion; quand les deux valeurs $I_N = 33\,A$ et $n_N = 1500$ tr/min sont simultanément obtenues, la machine est dans son état nominal. Le courant d'excitation a également sa valeur nominale et ne doit plus être retouché :

$$i_N = 0{,}42\,A.$$

c) Courbe théorique : puisque :

(2) $$n = \frac{U - RI}{N\phi}$$

avec U, R, N et ϕ constant, la fonction $I \rightarrow n$ est affine. Le coefficient directeur de la droite associée est $-\frac{R}{N\phi}$ et l'ordonnée pour $I = 0$ est $\frac{U}{N\phi}$ (fig. 20.05).

d) Courbes réelles :

— si la machine est bien compensée, la courbe réelle est pratiquement confondue avec la courbe théorique;

— si la machine n'est pas compensée, du fait de la réaction d'induit, le flux diminue légèrement quand la charge augmente; les deux termes de la fraction $\frac{U - RI}{N\phi}$ diminuent : le numérateur peu et le dénominateur encore moins. Finalement la fréquence diminue mais à peine.

→ compensé ou non, le moteur à excitation indépendante a une fréquence qui varie peu avec la charge.

e) La fonction $I(n)$ inverse de $n(I)$ est affine aussi :

$$n = \frac{U - RI}{N\phi} \Rightarrow nN\phi = U - RI \Rightarrow I = \frac{U - Nn\phi}{R}.$$

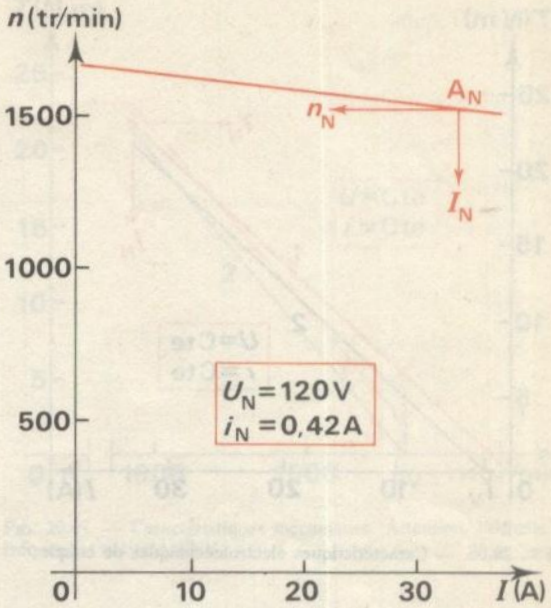


FIG. 20.05. — Caractéristique électromécanique de fréquence.

4° Inversion du sens de rotation. — Elle s'obtient en inversant OU le courant induit OU le courant inducteur.

4. Le couple moteur.

1° Couple électromagnétique.

a) Il ne dépend que du courant absorbé et du flux :

(3) $$T = \frac{NI\phi}{2\pi}.$$

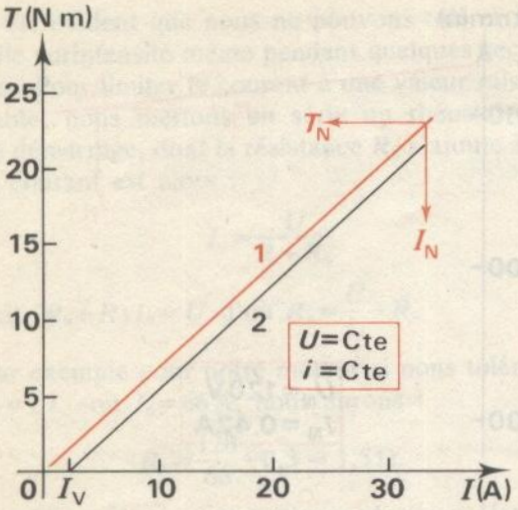


FIG. 20.06. — Caractéristiques électromécaniques de couple.

b) Si le moteur fonctionne à excitation constante et que la réaction est compensée ou négligée, le flux est constant et le moment de couple est proportionnel au courant :

$$T = \left(\frac{N\phi}{2\pi}\right) I = kI.$$

c) La fonction $I \rightarrow T$ est linéaire et la courbe associée est une droite passant par l'origine : c'est la caractéristique électromécanique de couple (fig. 20.06, courbe 1, rouge). Elle est tracée à tension U et excitation i constantes[1].

(1) La condition $U = C^{te}$ n'est pas impérative.

2° Couple utile. — Nous avons trouvé le couple en divisant P_{eu} par Ω, la puissance mécanique utile (celle qui est disponible sur l'arbre du moteur) est égale à la puissance électrique utile diminuée des pertes constantes, le couple utile correspondant est donc un peu inférieur à celui que donne la formule (3). La diminution est pratiquement indépendante de I. Le couple utile est donc représenté par une droite parallèle à celle du couple électromagnétique (fig. 20.06), courbe 2, noire). Le couple utile est nul pour le courant I_v consomné à vide. Son expression est :

$$(4) \qquad T_u = \frac{P_u}{\Omega}.$$

3° Caractéristiques mécaniques de couple.

a) Ce sont les courbes traduisant les variations des couples électromagnétique et utile en fonction de la fréquence. Nous avons déjà souligné que la formule, $T = \frac{NI\phi}{2\pi}$ donnant le couple électromagnétique, pouvait faire illusion et laisser croire que ce couple était indépendant de la fréquence, il n'en est rien.

b) Caractéristique mécanique de couple électromagnétique : c'est la courbe associée à la fonction $T(n)$, elle se trace à tension d'induit et excitation constantes. Puisque le couple est proportionnel au courant il est, comme lui, lié à la fréquence par une fonction affine :

$$T = \frac{k(U - Nn\phi)}{R}.$$

Cette proportionnalité nous autorise à substituer T à I dans le jeu des quatre paramètres qui fixent l'état du moteur : $\{n, i, U, T\}$. La caractéristique appartient donc à la famille F5 :

— deux paramètres constants : i et U;

— deux paramètres variables : n et T (ou I).

La courbe $T(n)$ est une droite (fig. 20.07, courbe rouge). Entre la charge nominale, où le couple a sa valeur nominale et la marche à vide où il est presque nul, la fréquence varie très peu : la fonction $n \rightarrow T$ est rapidement décroissante.

c) Caractéristique mécanique de couple utile : elle est pratiquement parallèle à la précédente (courbe 2 en noire). La différence d'ordonnées est le couple correspondant aux pertes constantes.

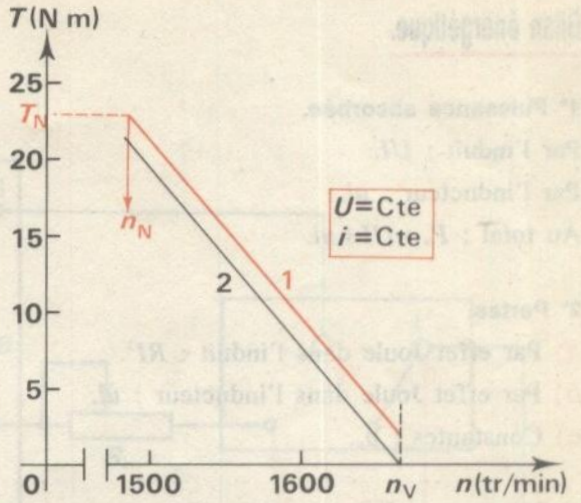


FIG. 20.07. — Caractéristiques mécaniques. Attention, l'échelle des fréquences est très dilatée.

4° Point de fonctionnement. — Traçons sur un même graphique la courbe du couple du moteur (fig. 20.08, courbe 1) et celle du couple résistant de la machine qu'il entraîne (courbe 2). La fréquence se stabilisera à la valeur correspondant à l'abscisse du point A d'intersection, A est le point de fonctionnement (égalité des couples moteur et résistant).

5° Couple au démarrage. — Théoriquement proportionnel au courant, le couple sera très important si le démarrage est direct. Avec un rhéostat, il est encore supérieur au couple nominal puisque $I_d > I$. Toutefois, quand le courant est supérieur au courant nominal, la réaction d'induit prend plus d'importance et le flux résultant diminue, il en résulte que si $I_d = 2I$, le couple de démarrage n'est pas tout à fait le double du couple nominal : $T < T_d < 2T$. De toute façon le moteur peut démarrer en charge.

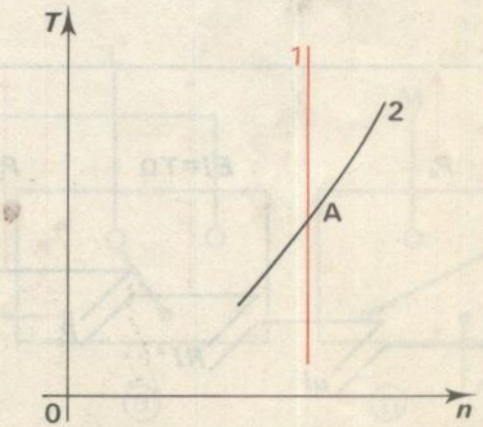


FIG. 20.08. — Point de fonctionnement.

5. Bilan énergétique.

1° Puissance absorbée.

Par l'induit : UI.

Par l'inducteur : ui.

Au total : $P_a = UI + ui$.

2° Pertes.

a) Par effet Joule dans l'induit : RI^2.

b) Par effet Joule dans l'inducteur : ui.

c) Constantes : p_c.

3° Puissance mécanique utile. (P_u).

$$P_u = P_a - \text{pertes} = (UI + ui) - (RI^2 + ui + p_c)$$
$$= UI - RI^2 - p_c$$
or $$UI - RI^2 = (U - RI)\,I = E'I = P_{eu}$$

$$\boxed{P_u = P_{eu} - p_c}$$

le bilan est illustré ci-dessous (fig. 20.09).

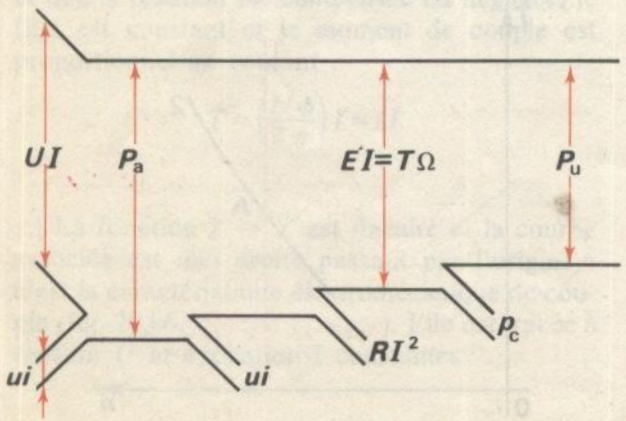


FIG. 20.09. — Bilan des puissances avec excitation séparée.

4° Rendement.

$$\boxed{\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_{eu} - p_c}{UI + ui}}$$

6. Utilisation.

Le moteur à excitation indépendante nécessite deux sources d'énergie, aussi le moteur shunt lui est préféré. Cependant, il est utilisé là où la sécurité exige qu'en aucun cas il ne puisse y avoir de panne dans l'alimentation de l'inducteur : ascenseurs de mines.

Il est également irremplaçable si l'on veut avoir un moteur à fréquence largement variable et à couple constant.

7. Particularités propres au moteur shunt.

1° Montage pratique. — Le plus souvent le rhéostat de démarrage possède une protection contre les ruptures accidentelles du circuit d'excitation. La bobine B du petit électroaimant est traversée par le courant d'excitation et retient la manette en position « marche », si l'excitation disparaît un fort ressort rappelle la manette sur le plot mort en position « démarrage » : l'induit n'est plus sous tension et le moteur s'arrête. Le montage complet est donné figure 20.10, les connexions existantes sont en trait rouge, les connexions à réaliser en trait noir.

Les bornes du rhéostat sont le plus souvent précisées :

M = MOTEUR E = EXCITATION L = LIGNE.

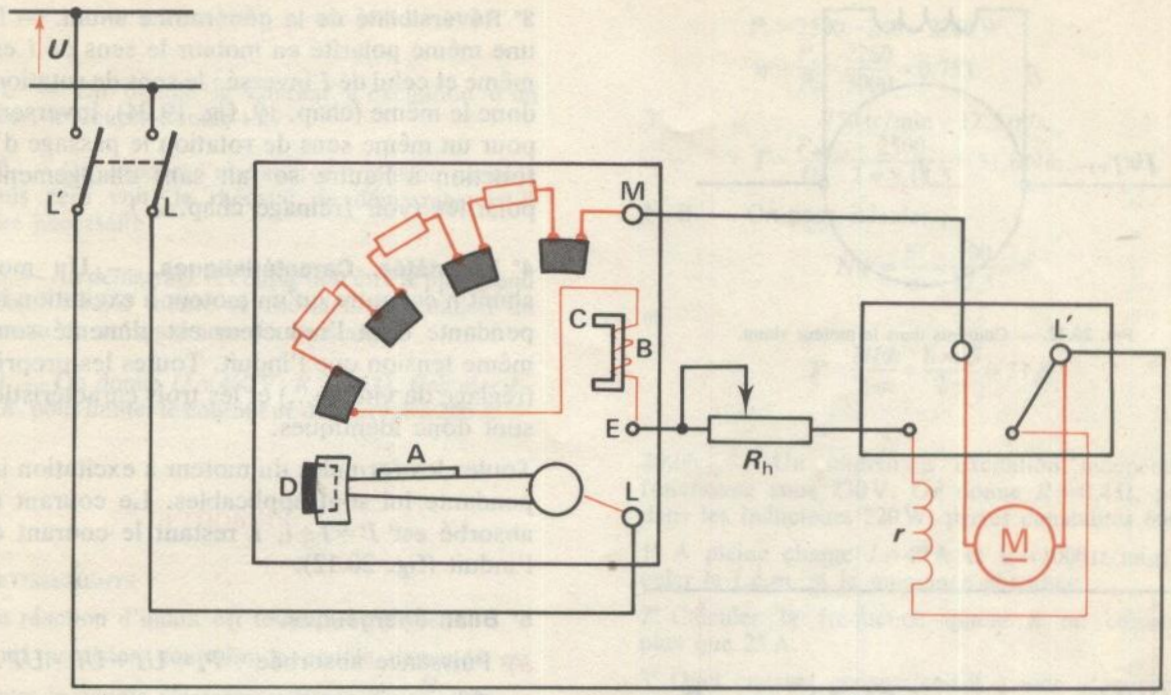


FIG. 20.10. — Montage pratique d'un moteur shunt.

Nous avons en outre noté L′ la 2e borne de la ligne et la 2e borne de l'induit qui doivent être réunies.

2° Inversion du sens de rotation. — Il faut inverser le sens du courant, soit dans l'induit, soit dans l'inducteur. Les plaques à bornes (fig. 20.11) montrent les connexions correspondant (par rapport à la figure 10) :

a) à l'inversion du courant dans l'induit,

b) à l'inversion du courant dans l'inducteur.

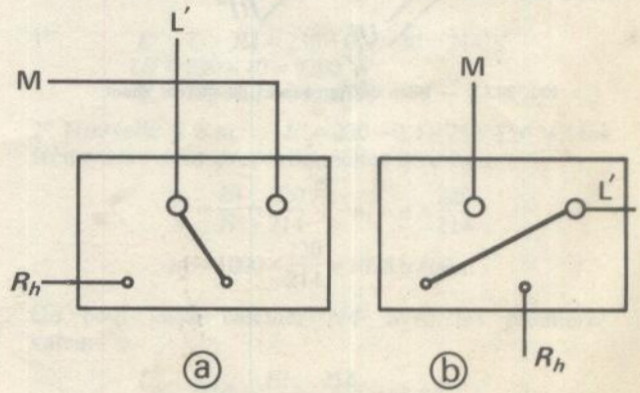


FIG. 20.11. — Inversion du sens de rotation.

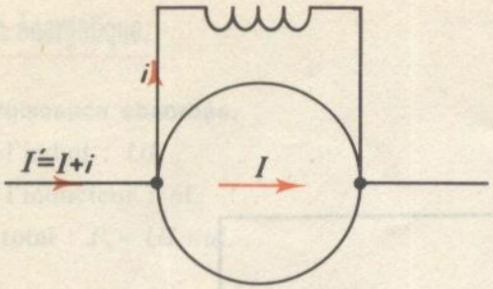


FIG. 20.12. — Courants dans le moteur shunt.

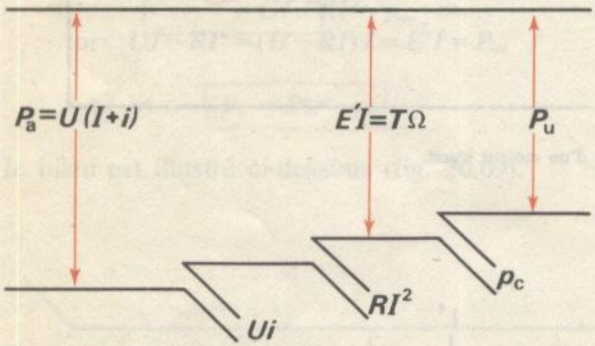


FIG. 20.13. — Bilan des puissances du moteur shunt.

3° Réversibilité de la génératrice shunt. — Pour une même polarité en moteur le sens de i est le même et celui de I inversé : le sens de rotation est donc le même (chap. 19, fig. 19.04). Inversement pour un même sens de rotation le passage d'une fonction à l'autre se fait sans changement de polarités (voir freinage chap. 21).

4° Propriétés. Caractéristiques. — Un moteur shunt n'est autre qu'un moteur à excitation indépendante dont l'inducteur est alimenté sous la même tension que l'induit. Toutes les propriétés (réglage de vitesse...) et les trois caractéristiques sont donc identiques.

Toutes les formules du moteur à excitation indépendante lui sont applicables. Le courant total absorbé est $I' = I + i$, I restant le courant dans l'induit (fig. 20.12).

5° Bilan énergétique.

a) Puissance absorbée : $P_a = UI + Ui = UI'$.

b) Pertes :
Effet Joule induit RI^2; effet Joule inducteurs Ui; constantes p_c.

c) Puissance électrique utile : $P_{eu} = E'I$.

d) Puissance utile (sous forme mécanique) :

$$P_u = P_a - \text{pertes} = (UI + Ui) - (RI^2 + Ui + p_c)$$
$$= UI - RI^2 - p_c = E'I - p_c.$$

Le bilan des puissances est illustré ci-contre (fig. 20.13).

e) Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{E'I - p_c}{UI + Ui}$$

6° Utilisation. — Le moteur shunt est utilisé pour l'entraînement des machines-outils quand on dispose de continu. Il est presque totalement remplacé par le moteur asynchrone (alternatif).

Exercices

20.01. — On double le courant d'excitation d'un moteur, le couple double-t-il?

20.02. — On dispose d'une source à tension variable (depuis zéro volt) le rhéostat de démarrage est-il encore nécessaire?

20.03. — Au démarrage le couple doit être le plus grand possible. Faut-il mettre le rhéostat d'excitation au minimum ou au maximum de résistance?

20.04. — On donne $U = 460\,\text{V}$; $R = 0{,}1\,\Omega$. Calculer I_{dd} puis R_h pour limiter le courant de démarrage à 200 A.

Problèmes

AVERTISSEMENTS :

1. La réaction d'induit est toujours négligée.
2. Sauf précision contraire le couple demandé est toujours le couple électromagnétique $T = \dfrac{N}{2\pi} I\Phi$.
3. Le moteur est toujours bipolaire.

I. AVEC SOLUTION.

20.05. — Un moteur à excitation indépendante fonctionne sous 115 V, il absorbe 25 A quand il tourne à 750 tr/min. Sa résistance d'induit est 0,6 Ω. Les pertes par effet Joule dans l'inducteur sont de 125 W. Les pertes constantes 240 W. Calculer :

1° La f.é.m.

2° La puissance absorbée, la puissance électrique utile, la puissance utile et le rendement.

3° Le couple moteur.

Solution abrégée

1° $E' = U - RI = 115 - 0{,}6 \times 25 = 100\,\text{V}$.

2° $UI = 115 \times 25 = 2875\,\text{W}$

$P_a = UI + ui = 2875 + 125 = 3000\,\text{W}$

$P_{eu} = E'I = 100 \times 25 = 2500\,\text{W}$

$P_u = 2500 - 240 = 2260\,\text{W}$

$\eta = \dfrac{P_u}{P_a} = \dfrac{2260}{3000} = 0{,}753.$

3° $750\,\text{tr/min} = 12{,}5\,\text{tr/s}$

$T = \dfrac{P_{eu}}{\Omega} = \dfrac{2500}{2\pi \times 12{,}5} = 31{,}8\,\text{Nm}.$

N. B. — On peut calculer :

$$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{100}{12{,}5} = 8$$

et

$$T = \frac{NI\Phi}{2\pi} = \frac{8 \times 25}{2\pi} = 31{,}8.$$

20.06. — Un moteur à excitation indépendante fonctionne sous 230 V. On donne $R = 0{,}4\,\Omega$, pertes dans les inducteurs 220 W, pertes constantes 600 W.

1° A pleine charge $I = 40\,\text{A}$ et $n = 1000\,\text{tr/min}$, calculer la f.é.m. et la puissance absorbée.

2° Calculer la fréquence quand il ne consomme plus que 25 A.

3° Quel courant consomme-t-il à vide et quelle est sa fréquence de rotation?

N. B. — Le courant d'excitation est invariable.

Solution abrégée

1° $E' = U - RI = 230 - 0{,}4 \times 40 = 214\,\text{V}$

$UI = 230 \times 40 = 9200\,\text{W}$

$P_a = UI + ui = 9420\,\text{W}.$

2° Nouvelle f.é.m. : $E'_1 = 230 - 0{,}4 \times 25 = 220\,\text{V}$, les fréquences sont proportionnelles aux f.é.m. :

$$\frac{n_1}{n} = \frac{E'_1}{E'} = \frac{220}{214} \qquad n_1 = n \times \frac{220}{214}$$

$$n_1 = 1000 \times \frac{220}{214} = 1028\,\text{tr/min}.$$

On peut aussi calculer $N\Phi$ avec les premières valeurs :

$$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{214}{\frac{1000}{60}} = 12{,}84$$

et

$$n_1 = \frac{E'}{N\Phi} = \frac{220}{12{,}84} \times 60 = 1028.$$

3° A vide le moteur absorbe une puissance égale à la somme de ses pertes constantes et par effet Joule dans l'induit :

$$P_v = 600 + RI_v^2 = 600 + RI_v^2$$

ce dernier terme est inconnu, négligeons-le d'abord :

$$I_v = \frac{P_v}{U} = \frac{600}{230} = 2{,}6\,\text{A}$$

le terme négligé est $RI_v^2 = 0{,}4 \times 2{,}6^2 = 2{,}7$ W, il ne modifie guère P_v ni I_v, conservons $I_v = 2{,}6$ A.

Fréquence : $E'_v = U - RI = 230 - 0{,}4 \times 2{,}6 \approx 229$ V.

$$\frac{n_v}{n} = \frac{E'_v}{E'} = \frac{229}{214}$$

$$n_v = 1000 \times \frac{229}{214} = 1070\,\text{tr/min}.$$

L'erreur n'aurait pas été grande si nous avions pris $E'_v \approx U$.

20.07. — Étude d'un moteur shunt.
Données : résistance des inducteurs (pas de rhéostat d'excitation) : $r = 110\,\Omega$.
Résistance de l'induit : $R = 0{,}2\,\Omega$.
Tension d'alimentation : $U = 220$ V.
Pertes constantes : $p_c = 700$ W.

1° La fréquence du moteur est 1500 tr/min quand l'induit absorbe un courant de 75 A.

Calculer :

a) la force électromotrice;

b) la puissance absorbée;

c) la puissance utile;

d) le rendement;

e) le couple utile.

2° Déterminer la résistance du rhéostat de démarrage pour que l'intensité au démarrage soit de 160 A.

Quel est alors le couple de démarrage? (On suppose le circuit magnétique non saturé, le 1° permet le calcul de $N\Phi$.)

3° Variations spontanées de fréquence de rotation :

Calculer la fréquence lorsque le courant induit est 45 A, puis lorsque le moteur est à vide ($P_u = 0$; RI^2 négligeable devant p_c).

4° Réglage de la fréquence :

Le flux restant proportionnel à l'excitation, quelle valeur faut-il donner au rhéostat d'excitation pour porter la fréquence à 1650 tr/min avec le même courant I qu'au 1°?

Solution abrégée

1° *a*) $E' = U - RI = 220 - 0{,}2 \times 75 = 205$ V.

b) $i = \frac{U}{r} = \frac{220}{110} = 2$ A;

$P_a = U(I + i) = 220 \times 77 = 16\,940$ W.

c) $P_u = E'I - p_c = 205 \times 75 - 700 = 14\,675$ W.

d) $\eta = \frac{14\,675}{16\,940} = 0{,}865.$

e) $\Omega = \frac{2\pi \times 1500}{60} = 50\pi \approx 157$ rad/s.

$T_u = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{14675}{50\pi} = 94$ Nm (le couple électromagnétique est plus grand).

2° $R + R_h = \frac{220}{160} = 1{,}375\,\Omega$; $R_h = 1{,}175\,\Omega$

$$N\Phi = \frac{E'}{n} = \frac{205}{25} = 8{,}2$$

$$T_d = \frac{NI\Phi}{2\pi} = \frac{160 \times 8{,}2}{2\pi} = 209\,\text{Nm}.$$

3° *a*) $E'_1 = U - RI = 220 - 0{,}2 \times 45 = 211$ V

$$\frac{n_1}{n} = \frac{E'_1}{E'} = \frac{211}{205} \qquad n_1 = 1500 \times \frac{211}{205} = 1543\,\text{tr/min}$$

b) A vide

$$I_v = \frac{p_c}{U} = \frac{700}{220} = 3{,}2\,\text{A}$$

$$E'_v = 220 - 0{,}2 \times 3{,}2 = 219{,}4\,\text{V}$$

$$n_v = 1500 \times \frac{219{,}4}{205} \approx 1600\,\text{tr/min}.$$

4° Même charge $I \Rightarrow$ même f.é.m. $E' = 205$ V.

$$E' = Nn\Phi = Nn'\Phi'$$

soit $n\Phi = n'\Phi'$ soit encore $ni = n'i'$ (Φ proportionnel à i)

$$i' = \frac{ni}{n'} = \frac{1500 \times 2}{1650} = 1{,}82\,\text{A}.$$

Résistance totale : $\frac{220}{1{,}82} = 121\,\Omega$.

Rhéostat : $121 - 110 = 11\,\Omega$.

II. A RÉSOUDRE.

20.08. — Sur la plaque d'un moteur à excitation indépendante on lit :

$U = 230\,\text{V}$ $I = 32\,\text{A}$ $P = 6{,}5\,\text{kW}$ $n = 600\,\text{tr/min}$.

1° Calculer le rendement du moteur sachant que les pertes par effet Joule dans le circuit inducteur sont de 140 W.

2° La résistance de l'induit est $R = 0{,}4\,\Omega$. Calculer les pertes par effet Joule correspondantes et les pertes constantes.

3° Calculer le couple moteur utile et le comparer au couple électromagnétique.

20.09. — L'induit d'un moteur à excitation indépendante a une résistance de $0{,}6\,\Omega$ et tourne à 3000 tr/min. Le couple électromagnétique est alors $T = 7\,\text{Nm}$. Calculer :

1° La puissance électrique utile.

2° La f.é.m. et la tension appliquée sachant que le courant dans l'induit est de 20 A.

20.10. — Un moteur à excitation indépendante constante tourne à la fréquence de rotation de 1400 tr/min quand il absorbe un courant de 30 A sous une tension de 115 V. Les pertes par effet Joule dans l'inducteur sont de 150 W et les pertes constantes 220 W. La résistance de l'induit est $R = 0{,}3\,\Omega$.

Déterminer pour les courants induits suivants : 10, 20, 30 A :

1° La f.é.m.

2° La fréquence.

3° La puissance absorbée.

4° La puissance utile.

5° Le rendement.

6° Le couple électromagnétique.

Disposer les résultats en tableau.

20.11. — Le rhéostat de démarrage d'un moteur shunt a été monté comme l'indique la figure 26.14. On donne $U = 115\,\text{V}$, $R = 0{,}3\,\Omega$, $R_h = 2\,\Omega$, pour les calculs on néglige la conductance de l'inducteur. Quelle est au démarrage la tension commune inducteur-induit? Pourquoi ce montage est-il à rejeter?

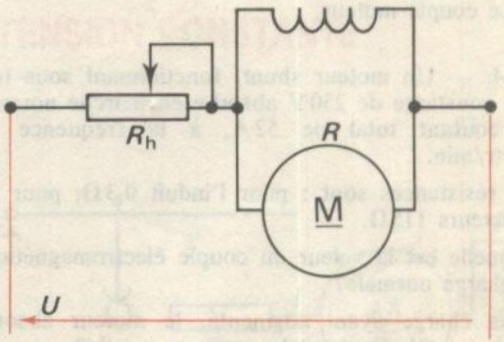


FIG. 20.14. — Problème 20.11.

20.12. — Un moteur shunt est alimenté par un secteur continu à 120 V.
La résistance de l'induit est $0{,}5\,\Omega$.
La résistance des inducteurs est $80\,\Omega$.
L'intensité totale absorbée est 37,5 A.
La fréquence nominale est 1800 tr/min.

On demande :

1° L'intensité i du courant d'excitation.

2° L'intensité I du courant dans l'induit.

3° La force électromotrice du moteur.

4° La puissance électrique utile.

5° La valeur du couple moteur.

6° Les pertes par effet Joule dans les inducteurs et dans l'induit.

7° Si on admet au démarrage $I_d = 60\,\text{A}$, calculer la résistance R_h du rhéostat à utiliser.

20.13. — Un moteur shunt possède les caractéristiques suivantes :

$$R = 0{,}4\,\Omega; \quad r = 120\,\Omega; \quad U = 240\ \text{V}$$

la fréquence est 1400 tr/min quand il absorbe 42 A. Les pertes constantes sont $p_c = 400$ W.

Calculer dans les conditions ci-dessus :

1° Le courant dans l'inducteur.

2° Le courant dans l'induit.

3° La f.é.m.

4° La puissance absorbée et la puissance utile.

5° Le couple moteur.

20.14. — Un moteur shunt, fonctionnant sous tension constante de 230 V absorbe en marche normale un courant total de 52 A, à la fréquence de 600 tr/min.

Les résistances sont : pour l'induit 0,3 Ω; pour les inducteurs 115 Ω.

1° Quelle est la valeur du couple électromagnétique en charge normale?

2° La charge ayant augmenté, le moteur absorbe 62 A au total. Quel est le nouveau couple?

3° Quelle est la fréquence correspondant à cette nouvelle charge?

20.15. — Un moteur à excitation indépendante fonctionne sous une tension constante $U = 240$ V et avec un courant d'excitation invariable. La résistance constante de son induit est $R = 0{,}2\,\Omega$. Le courant à vide et les pertes constantes sont négligés. Au point nominal on a relevé :

$$I_N = 45\ \text{A} \quad \text{et} \quad n_N = 750\ \text{tr/min}.$$

1° Calculer le couple nominal.

2° Après avoir établi leur équation, tracer les trois caractéristiques :

a) $n\,(I)$;

b) $T\,(I)$;

c) $T\,(n)$.

3° Ce moteur entraîne une machine pour laquelle on a mesuré le couple résistant à différentes fréquences de rotation :

n (tr/min)	0	200	400	600	800
T_r (Nm)	60	65	75	90	120

Déterminer les coordonnées du point de fonctionnement.

21
COMPLÉMENTS SUR LES MOTEURS

A. MOTEUR SÉRIE FONCTIONNANT SOUS TENSION CONSTANTE

1. Généralités.

1° Montage. — Comme celui d'une génératrice série, l'inducteur comporte peu de spires en gros fil. Il est placé en série avec l'induit et avec le rhéostat de démarrage (fig. 21.01). Le courant d'excitation et le courant absorbé par l'induit sont identiques :

$$i = I.$$

27.01

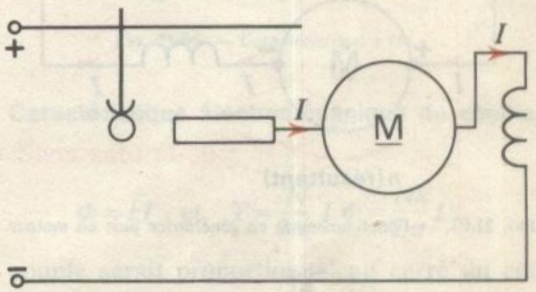


FIG. 21.01. — Montage du moteur série.

2° Inversion du sens de rotation. — Il faut inverser le courant dans une des deux parties seulement : par exemple croiser les connexions de l'inducteur (fig. 21.02).

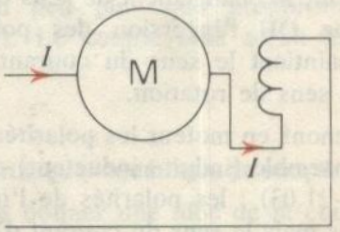


FIG. 21.02. — Inversion du sens de rotation par rapport à la figure 21.01.

3° Réversibilité de la génératrice série.

a) Nous savons (chap. 19) que, quel que soit le type d'excitation, dans le passage du fonctionnement en génératrice au fonctionnement en moteur, si les polarités de l'induit et le sens du courant d'excitation sont conservés :

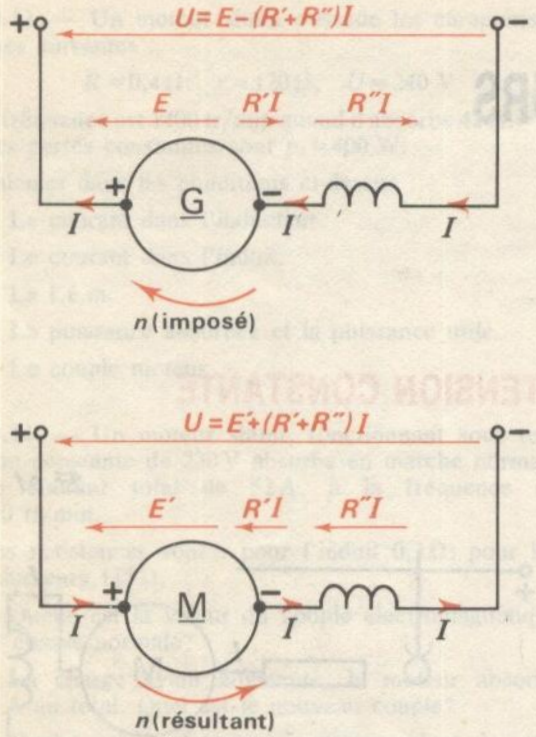


FIG. 21.03. — Fonctionnement en génératrice puis en moteur.

— le sens du courant est inversé dans l'induit,

— le sens de rotation obtenu est celui qui était imposé en génératrice.

Inversement, le changement de sens du courant d'excitation **OU** l'inversion des polarités de l'induit maintient le sens du courant induit et inverse le sens de rotation.

b) Maintenons en moteur les polarités que possédait l'ensemble {induit + inducteur} en génératrice (fig. 21.03) : les polarités de l'induit sont conservées mais le sens du courant d'excitation est inversé; il en résulte un changement de sens de rotation.

Pour maintenir et les polarités de l'induit et le sens de rotation, il faut changer le sens qu'avait le courant inducteur en génératrice en croisant les connexions entre induit et inducteur comme à la figure 21.02.

La machine série ne peut donc passer de la fonction génératrice à la fonction moteur qu'avec une intervention extérieure.

2. Fonctionnement en charge.

1° Expérience. — Faisons démarrer un moteur série avec sa charge maximale puis diminuons peu à peu celle-ci : la fréquence de rotation croît beaucoup. Supprimons **la charge** pendant deux secondes : le moteur tend à s'emballer.

Moteur utilisé :

$P_N = 3\,\text{kW}$; $U_N = 115\,\text{V}$

$I_N = 30\,\text{A}$; $n_N = 1500\,\text{tr/min}$.

Valeurs relevées :

I (A)	30	25	20	15
n (tr/min)	1500	1650	2100	2400

2° Caractéristique électromécanique de fréquence.

a) La fréquence est toujours donnée par la même formule :

$$n = \frac{U - R_t I}{N\phi}$$

mais R_t représente la somme $(R' + R'')$ des résistances de l'induit et de l'inducteur.

b) Malgré l'identité des formules, la caractéristique sera très différente de celle d'un moteur à excitation indépendante. En effet, le courant

d'excitation se confond ici avec le courant induit et il n'est pas possible de considérer que le flux est constant.

c) Hypothèses simplificatrices : supposons que le circuit magnétique ne se sature pas et que le rémanent soit nul. Le flux est alors proportionnel au courant I pour toute charge; posons $\phi = kI$.

L'expression de la vitesse devient :

$$n = \frac{U - R_t I}{NkI}.$$

La fonction $I \to n$ est homographique et la courbe associée est une hyperbole (fig. 21.04, courbe 1 trait continu). La fréquence s'annule pour $U = R_t I$ c'est-à-dire quand I prend la valeur I_{dd} correspondant au démarrage direct (sans rhéostat). Quand le courant tend vers zéro, la fréquence tend vers l'infini.
Dans le fonctionnement réel, le courant ne peut devenir nul; néanmoins il serait très faible à vide et la fréquence prendrait une valeur excessive :

→ un moteur série ne doit jamais fonctionner à vide sous sa tension nominale.

d) Courbe réelle : nous devons apporter deux corrections à la courbe théorique :

— *La première, pour les courants forts* : le circuit magnétique se sature, Φ croît moins vite que I et la vitesse diminue moins.

— *La deuxième, pour les faibles courants* : le flux rémanent n'est plus négligeable et doit être ajouté au dénominateur NkI : la fréquence croît moins vite que ne l'indique la formule. La courbe réelle (fig. 21.04, courbe 2 en pointillés) coïncide à peu près avec la théorique dans le domaine où le moteur est utilisable.

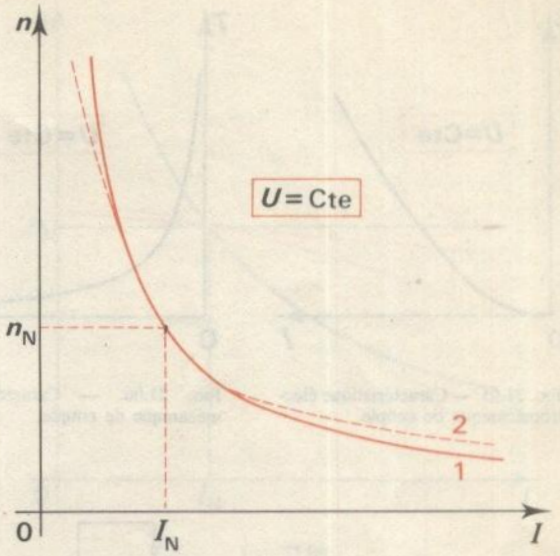


FIG. 21.04. — Caractéristique $n\,(I)$.

3° Caractéristique électromécanique de couple.

a) Sans saturation :

$$\Phi = kI \quad \text{et} \quad T = \frac{N}{2\pi} I\,\Phi = \frac{Nk}{2\pi} I^2$$

le couple serait proportionnel au carré du courant.

b) Avec saturation : le flux est proportionnel à I pour les faibles courants mais croît moins vite ensuite et enfin devient presque constant. Le couple est donc d'abord proportionnel à I^2 puis ensuite un peu plus que proportionnel à I (fig. 21.05). Le couple utile serait légèrement inférieur.

4° Caractéristique mécanique de couple : $T = f(n)$.

On peut se donner une idée de la courbe :

— aux grandes fréquences I est faible, le couple aussi;

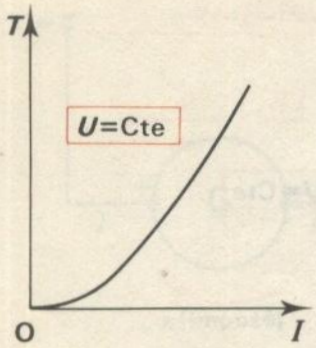


FIG. 21.05. — Caractéristique électromécanique de couple.

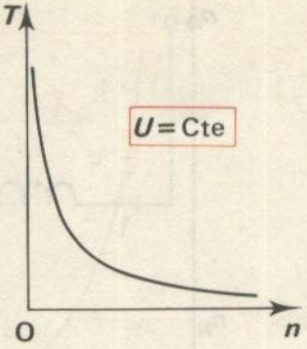


FIG. 21.06. — Caractéristique mécanique de couple.

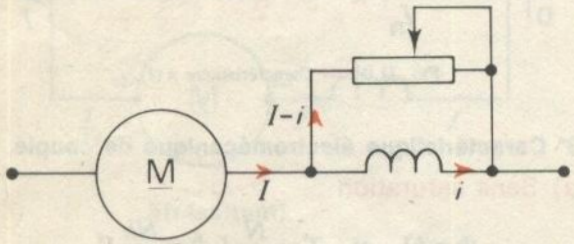


FIG. 21.07. — Réglage de la fréquence.

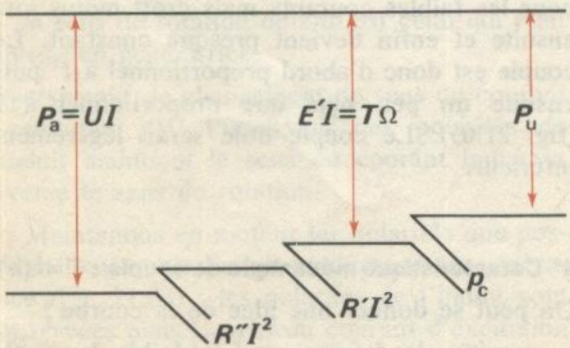


FIG. 21.08. — Bilan énergétique.

— aux faibles fréquences I est grand, le couple aussi.

La courbe a une allure hyperbolique (fig. 21.06) mais n'est pas une hyperbole.

5° Couple de démarrage. — Puisqu'il n'est pas question de fonctionner à vide, seul le moment de couple de démarrage en charge nous intéresse. Si le rhéostat de démarrage est choisi pour que le courant soit deux fois le courant nominal : $I_d = 2\,I_N$, le moment du couple a plus que doublé (voir 3°). A couple nominal égal et avec la même tolérance de courant, le moteur série a un couple de démarrage supérieur à celui d'un moteur à excitation indépendante comparable.

6° Réglage de la fréquence. — Plaçons un rhéostat d'excitation, peu résistant, entre les bornes de l'inducteur, il détourne une partie de I et $i < I$ (fig. 21.07). Par ce procédé, les possibilités de réglage sont assez limitées.

7° Bilan énergétique.

a) Puissance absorbée : $P_a = UI$.

b) Pertes :

par effet Joule induit et inducteur $R_t I^2$ (R_t résistance totale); constantes p_c.

c) Puissance électrique utile :

$$P_{eu} = E'I \quad \text{avec} \quad E' = U - R_t I.$$

d) Puissance utile : P_u.

e) Bilan (fig. 21.08) :

$$P_u = UI - R_t I^2 - p_c = E'I - P_c.$$

f) Rendement :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{E'I - p_c}{UI}$$

8° Utilisation. — Chaque fois qu'un fort couple de démarrage est nécessaire : appareil de levage, traction électrique, il est aussi utilisé pour les pompes et ventilateurs, enfin le démarreur d'une automobile est un moteur série.

Le moteur universel qui peut fonctionner en alternatif et en continu est une adaptation du moteur série.

B. MOTEUR COMPOUND

1° A flux additifs. — Le moteur aura des propriétés intermédiaires entre celles du moteur shunt et celles du moteur série.

A vide et à faible charge : I étant faible il y a peu d'ampèretours série et les propriétés sont « shunt ». Au fur et à mesure que la charge augmente, les propriétés se rapprochent du type « série ». En conséquence :

— le moteur ne s'emballe pas à vide (shunt),

— il possède un bon couple de démarrage en charge (série).

Ces deux propriétés le font utiliser dans les machines où il faut fournir un « coup de collier » au démarrage et où, en plus, le moteur est susceptible de tourner à vide : raboteuses, laminoirs, presses.

2° A flux soustractifs. — L'enroulement série comporte très peu de spires, juste assez pour que, en charge, le flux diminue dans la même proportion que $U - RI$, on obtiendra ainsi une fréquence $n = \dfrac{U - RI}{N\Phi}$ sensiblement constante.

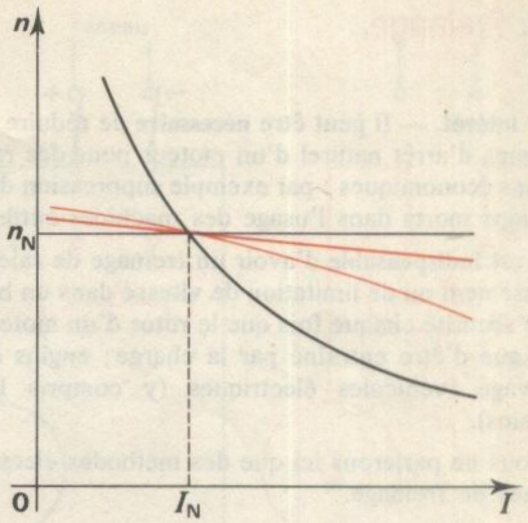


FIG. 21.09.

3° Caractéristiques électromécaniques de fréquence. — Pour permettre des comparaisons, nous donnons (fig. 21.09) les caractéristiques des quatre types de moteurs; ceux-ci sont supposés avoir les mêmes paramètres nominaux; les courbes passent donc toutes par un point de fonctionnement nominal A :

— moteur à excitation indépendante ou shunt : courbe en rouge épais,

— moteur à excitation série : courbe en noir épais,

— moteur compound « additif » : en rouge fin,

— moteur compound « soustractif » : en noir fin.

C. Freinage.

1° Intérêt. — Il peut être **nécessaire** de réduire le temps d'arrêt naturel d'un moteur pour des raisons économiques : par exemple suppression des temps morts dans l'usage des machines-outils.

Il est **indispensable** d'avoir un freinage de ralentissement ou de limitation de vitesse dans un but de sécurité chaque fois que le rotor d'un moteur risque d'être entraîné par la charge : engins de levage, véhicules électriques (y compris les trains).

Nous ne parlerons ici que des méthodes électriques de freinage.[1]

2° Freinage sans récupération.

a) Ralentissement. — Lorsqu'on ouvre l'interrupteur alimentant l'induit d'un moteur, l'arrêt dû aux seuls frottements peut demander plusieurs minutes.

Si l'excitation n'a pas été coupée, la f.c.é.m. devenue f.é.m. existe toujours et le moteur, entraîné par son inertie et celle de l'engin auquel il est accouplé, fonctionne en génératrice que l'on peut faire débiter sur un rhéostat. L'énergie dissipée en chaleur dans ce dernier est prélevée sur l'énergie cinétique qui diminue ainsi que la fréquence.

Si le moteur était à excitation indépendante (excitation séparée ou shunt), il suffit de maintenir le branchement de l'inducteur sur le réseau qui l'alimentait et il n'y a aucun problème d'amorçage.

(1) Rappelons aussi la possibilité de freiner toute masse métallique en rotation grâce aux courants induits (dits de Foucault) produits par un électroaimant. Un tel freinage est, par exemple, imposé aux cars de voyageurs circulant en montagne.

Si l'on désire que la fonction génératrice soit assurée en **auto-excitation** (shunt ou série), il faut que, compte tenu du fait que le sens de rotation est inchangé, la machine puisse s'amorcer grâce au rémanent. La force électromotrice due à ce dernier doit donc produire un courant d'excitation ayant le même sens que celui qui était imposé par le réseau dans la fonction moteur.

Machine shunt (fig. 21.10) : la force électromotrice résiduelle, de même sens que la tension du réseau, produit un courant inducteur de sens convenable : l'amorçage se produit spontanément.

Machine série (fig. 21.11) : la force électromotrice résiduelle de même sens que la tension du réseau, produit un courant inducteur de sens opposé à celui qu'il avait en moteur : il n'y a pas d'amorçage spontané. Celui-ci pourra se produire après croisement des connexions de l'inducteur (revoir fig. 21.02).

b) Limitation de fréquence. — Le problème du courant inducteur est le même. La fréquence ne s'annule plus, elle est telle qu'il y ait égalité entre la puissance motrice produite par la charge qui descend sous l'action de la pesanteur et la puissance dissipée dans le rhéostat du freinage.

3° Freinage avec récupération. — Le moteur ne peut débiter dans le réseau que si sa f.é.m. est supérieure à la tension, il est donc nécessaire de le surexciter si l'on veut maintenir constante la fréquence ou obtenir un ralentissement.

Le sens de rotation étant inchangé, le courant dans l'induit doit changer de sens, mais la polarité doit être la même. La réalisation simultanée de

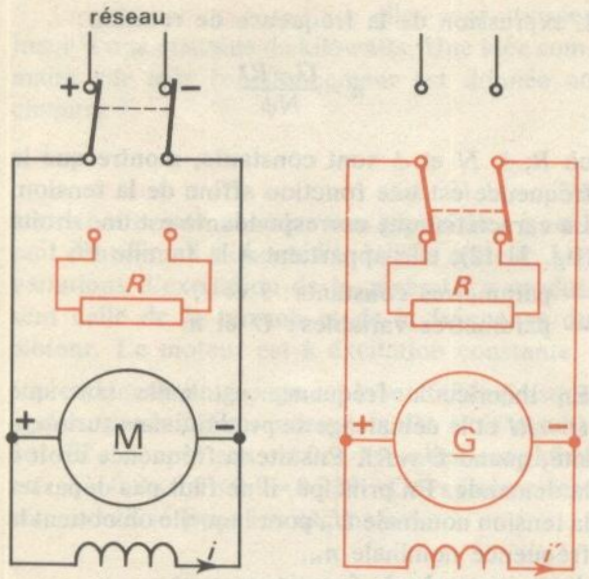


FIG. 21.10. — Excitation shunt : le sens du courant dans l'inducteur est inchangé, il y a amorçage.

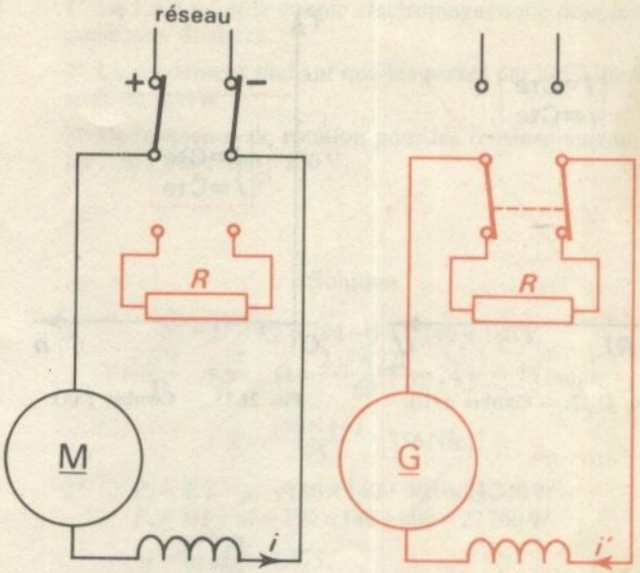


FIG. 21.11. — Excitation série : le sens du courant dans l'inducteur s'est inversé, il n'y a pas amorçage.

ces conditions exige un même sens de flux, donc de courant d'excitation. Il sera encore nécessaire pour le moteur série de croiser les connexions de l'inducteur.

D. Fonctionnement d'un moteur à excitation séparée sous tension variable.

1° Intérêt. — Lorsque l'induit est alimenté sous tension constante, la plage de réglage de la fréquence par action sur le courant d'excitation est assez limitée : les valeurs extrêmes sont dans le rapport deux environ. De plus, quand on diminue le courant d'excitation pour augmenter la fréquence, on diminue en même temps le flux et le couple moteur. Enfin un rhéostat de démarrage est nécessaire au moment de la mise en service.

L'alimentation de l'induit par tension réglable élimine ces inconvénients et permet, en outre, de fonctionner à courant induit constant ce qui, pour une excitation invariable, donne un couple constant aussi.

2° Fonctionnement. — Nous supposons que le courant inducteur i et le flux sont constants. Pour mettre en évidence des propriétés simples, nous allons étudier le fonctionnement à **courant induit constant : le couple électromagnétique sera constant ($kI\phi$).** Ce mode de fonctionnement correspond sensiblement à l'entraînement d'une charge développant un couple résistant indépendant de la fréquence (machine-outil, levage).

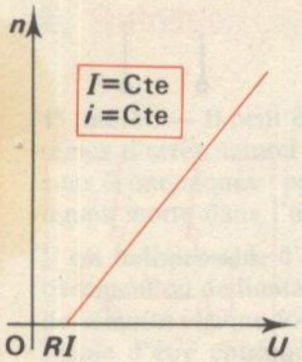


FIG. 21.12. — Courbes $n(U)$.

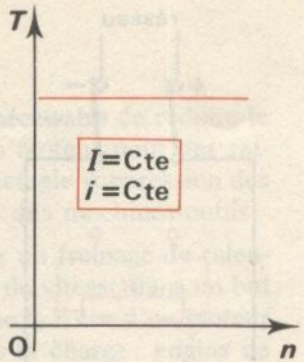


FIG. 21.13. — Courbes $T(n)$.

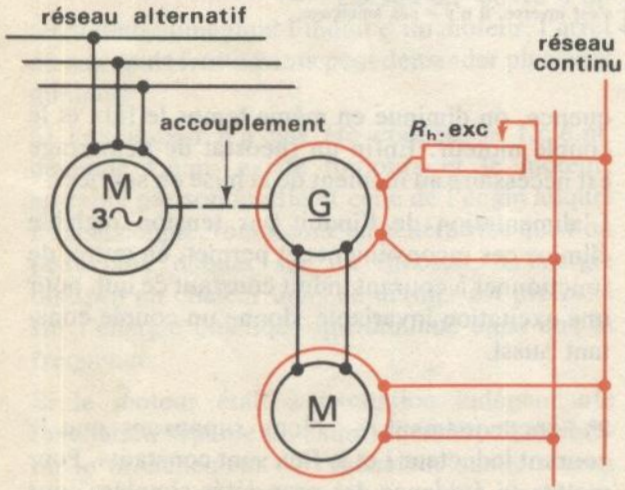


FIG. 21.14. — Groupe Ward-Léonard.

L'expression de la fréquence de rotation :

$$n = \frac{U - RI}{N\phi}$$

où R, I, N et ϕ sont constants, montre que la fréquence est une fonction affine de la tension. La caractéristique correspondante est une droite (fig. 21.12); elle appartient à la famille F6 :

— paramètres constants : i et I,
— paramètres variables : U et n.

En théorie, la fréquence est nulle tant que $U < RI$ et le démarrage se produit, sans surintensité, quand $U = RI$. Ensuite la fréquence croît à la demande. En principe, il ne faut pas dépasser la tension nominale U_N pour laquelle on obtient la fréquence nominale n_N.
Avec ce mode de fonctionnement :

$$T = \frac{NI\phi}{2\pi} = C^{te}.$$

La caractéristique électromécanique de couple est parallèle à l'axe des tensions. Le couple est également indépendant de la fréquence (fig. 21.13).

REMARQUE : si l'induit ne supporte pas de surtension, on ne peut obtenir des fréquences supérieures à n_N qu'en revenant au réglage de l'excitation i; ce sera au prix d'une diminution du couple incompatible avec le mode de fonctionnement envisagé ici.

3° Procédés de réglage de tension.

a) Rhéostat en série avec l'induit : à cause des pertes par effet Joule, c'est un procédé antiéconomique; il ne peut être envisagé que pour de très petits moteurs.

b) Inductances saturables : elles sont utilisées jusqu'à une centaine de kilowatts. Une idée sommaire sur leur fonctionnement est donnée au chapitre 3.

c) Systèmes Ward-Léonard (fig. 21.14) : Un moteur alternatif entraîne une génératrice à courant continu qui alimente l'induit du moteur. Les variations d'excitation de la génératrice produisent celle de la tension et de la fréquence du moteur. Le moteur est à excitation constante.

Le rendement du groupe est assez faible puisque égal au produit des rendements des trois machines. Si chacun d'eux est 0,9, le rendement global est $\eta = 0{,}9 \times 0{,}9 \times 0{,}9 = 0{,}729$. Ce système est encore utilisé pour les ascenseurs.

d) Redresseurs contrôlés. — Ignitrons, thyristors. Alimentés en alternatif ils fournissent une tension continue variable avec un excellent rendement : 97 à 99 %. La puissance des moteurs qu'ils commandent peut être très élevée : centaines ou milliers de kW. Utilisation : locomotives des réseaux électrifiés en alternatif, laminoirs, papeteries.

Problèmes

I. AVEC SOLUTION.

21.01. — Un moteur bipolaire à excitation indépendante constante, dont l'induit a une résistance $R = 0{,}1\ \Omega$, est alimenté par une tension continue réglable et fonctionne à courant constant $I = 140$ A. Il tourne à 720 tr/min quand la tension est $U = 194$ V. Les pertes dites constantes sont en réalité proportionnelles à la fréquence et valent alors : $p_c = 960$ W. Calculer :

1° La f.c.é.m. et le couple électromagnétique dans les conditons données.

2° Le rendement sachant que les pertes par excitation sont de 600 W.

3° La fréquence de rotation pour les tensions suivantes : 50 ; 100 ; 150 ; 230 V.

Solution

1° $E' = U - RI = 194 - 0{,}1 \times 140 = 180$ V.

$$T = \frac{E'I}{\Omega} \quad \text{avec} \quad \Omega = \frac{2\pi \times 720}{60} = 24\pi \approx 75 \text{ rad/s}$$

$$T = \frac{180 \times 140}{75} = 336 \text{ Nm}.$$

2° $P_u = E'I - p_c = 180 \times 140 - 960 = 24\,240$ W

$P_a = UI + ui = 194 \times 140 + 600 = 27\,760$ W

$$\eta = \frac{24\,240}{27\,760} = 0{,}875.$$

3° Calculons le rapport $\frac{720}{180} = \frac{n \text{ (tr/min)}}{E' \text{ (V)}} = 4$ d'où $n = 4E'$.

U (V)	50	100	150	230
E' (V)	36	86	136	216
n (tr/min)	144	344	544	864

N.B. — **Le couple est constant;** à titre d'exercice compléter le tableau en calculant les rendements. Ne pas oublier que p_c varie avec la fréquence, calculer au préalable le coefficient de proportionnalité :

$$a = \frac{p_c}{n} = \frac{960}{720}$$

II. A RÉSOUDRE.

21.02. — Un moteur bipolaire à excitation indépendante constante fonctionne à courant constant $I = 200$ A et tension variable. On donne :
— résistance de l'induit $R = 0{,}075\ \Omega$,
— pertes par effet Joule dans l'inducteur : $ui = 700$ W.

Les pertes dites constantes p_c sont proportionnelles à la fréquence.
Un essai à $U = 240$ V a donné : fréquence 1500 tr/min; $p_c = 2100$ W.
Pour chacune des tensions suivantes :
240 ; 180 ; 120 ; 60 V, calculer :

1° La f.c.é.m.
2° La fréquence.
3° Le couple moteur.
4° Les pertes dites constantes.
5° Le rendement.

21.03. — Un moteur série fonctionne sous 230 V. Les résistances sont : induit $R' = 0{,}4\,\Omega$, inducteur $R'' = 0{,}2\,\Omega$. Il consomme $I = 50$ A à la fréquence de 800 tr/min. Calculer, en supposant Φ et I proportionnels, et pour les valeurs suivantes du courant 50 ; 40 ; 30 ; 20 et 10 A :

1° La fréquence.

2° La puissance absorbée, la puissance utile et le rendement. Les pertes constantes sont $p_c = 500$ W.

3° Le couple utile.

Mettre les résultats sous forme de tableau.

N.B. — On posera $\Phi = kI$ et on calculera Nk avec les données.

21.04. — Un moteur série dont la tension est 460 V absorbe un courant de 100 A quand il tourne à 600 tr/min. La résistance R_t (induit + inducteurs) est de $0{,}2\,\Omega$. Les pertes constantes sont négligées. Calculer :

1° Le couple moteur.

2° Tracer les caractéristiques électromécaniques et mécaniques du moteur après avoir calculé T et n pour les courants suivants : 40 ; 55 ; 70 ; 85 A.

On donne quelques points de la courbe $\Phi = f(I)$ que l'on tracera :

I (A)	40	55	70	85	100
Φ (mWb)	32,5	40	45	48	50

NOTES COMPLÉMENTAIRES

NOTE COMPLÉMENTAIRE A

Pertes par effet Joule dans un enroulement triphasé

1° Expressions.

a) Montage étoile : chaque enroulement, monté entre neutre et phase, est traversé par le courant I qui peut être mesuré à l'extérieur de la machine dans un fil de ligne. Si R est la résistance d'un enroulement, les pertes par effet Joule sont :

$$p_j = 3RI^2.$$

b) Montage triangle : chaque enroulement, monté entre deux phases, est traversé par un courant I' égal au quotient par racine de trois du courant I extérieur. Si R' est la résistance d'un enroulement, les pertes par effet Joule sont :

$$p_j = 3R'\left(\frac{I}{\sqrt{3}}\right)^2 = R'I^2.$$

2° Formule unique.

Si l'on ignore le couplage (ou si l'on veut l'ignorer), il est possible d'établir une formule unique.

a) Montage étoile : la résistance mesurée entre deux bornes est $r = 2R$ (fig. A.01), l'expression des pertes par effet Joule peut donc s'écrire :

$$p_j = 3RI^2 = \frac{3}{2}rI^2.$$

b) Montage triangle : entre deux bornes se trouvent en parallèle la résistance R' d'un enroulement et la somme $2R'$ de la résistance des deux autres; la résistance vue de deux bornes est donc (fig. A.01) :

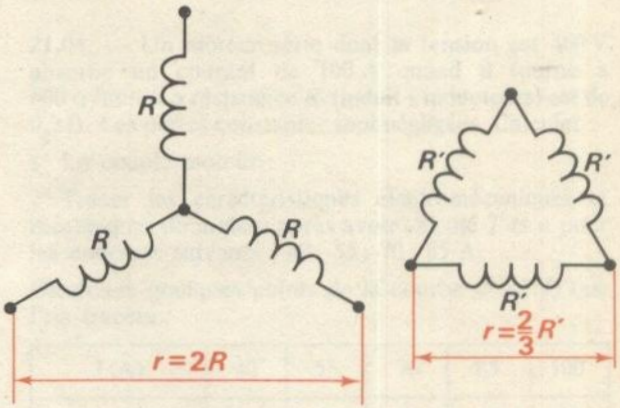


FIG. A.01. — Résistance vue de deux bornes.

$$r = \frac{2R' \cdot R'}{2R' + R'} = \frac{2R'}{3}$$

ce qui donne :

$$R' = \frac{3r}{2}.$$

L'expression des pertes par effet Joule est :

$$p_j = R'I^2 = \frac{3}{2}rI^2.$$

3° Conclusion. — Ainsi, avec la mesure de la résistance r vue de deux des trois bornes de la machine, et pour la valeur I du courant extérieur, l'expression des pertes par effet Joule est la même pour les deux couplages :

$$\boxed{p_j = \frac{3}{2}rI^2}$$

NOTE COMPLÉMENTAIRE B

Mesure de puissance en triphasé équilibré

1° Rappels. — La méthode utilisée est celle des deux wattmètres (ou d'un seul avec commutateur). Les deux lectures sont notées P_A et P_B, l'une d'elles pouvant être négative.

La somme algébrique est la puissance active :

$$P = P_A + P_B = UI\sqrt{3}\cos\varphi.$$

La valeur absolue de la différence algébrique multipliée par $\sqrt{3}$ est la puissance réactive :

$$|P_A - P_B|\sqrt{3} = Q.$$

Nous supposerons que P_A est la plus grande valeur et nous écrirons :

$$Q = (P_A - P_B)\sqrt{3} = UI\sqrt{3}\sin\varphi.$$

Il est donc possible de trouver $\operatorname{tg}\varphi$ puis le facteur de puissance à l'aide de P_A et de P_B.

2° Calculs :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{Q}{P} = \frac{(P_A - P_B)\sqrt{3}}{P_A + P_B}.$$

Posons[1] $k = \dfrac{P_B}{P_A}$ et divisons le numérateur et le dénominateur de $\operatorname{tg}\varphi$ par P_A :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\left(1 - \dfrac{P_B}{P_A}\right)\sqrt{3}}{1 + \dfrac{P_B}{P_A}} = \frac{(1-k)\sqrt{3}}{1+k}.$$

(1) k est donc compris entre -1 et $+1$.

La relation $\cos^2\varphi = \dfrac{1}{1+\operatorname{tg}^2\varphi}$ permet le calcul du facteur de puissance :

$$\operatorname{tg}^2\varphi = \frac{3(1-k)^2}{(1+k)^2}$$

$$1 + \operatorname{tg}^2\varphi = \frac{(1+k)^2}{(1+k)^2} + \frac{3(1-k)^2}{(1+k)^2} = \frac{4 - 4k + 4k^2}{(1+k)^2}.$$

d'où :

$$\cos^2\varphi = \frac{(1+k)^2}{4(k^2 - k + 1)}.$$

et enfin :

$$\boxed{\cos\varphi = \frac{1+k}{2\sqrt{k^2 - k + 1}}}$$

3° Applications. — Lorsque l'on effectue des mesures en triphasé, il est possible de calculer le facteur de puissance à l'aide de cette formule. Quand de nombreuses mesures sont à effectuer, par exemple à facteur de puissance constant, les calculs provoqueraient une perte de temps considérable. C'est pour cette raison que dans *les plates-formes d'essais de machines*, une table de correspondance est dressée une fois pour toute; elle permet de déterminer par **simple lecture** le facteur de puissance pour un rapport k déterminé ou l'inverse. Il est également possible, mais c'est moins pratique et moins précis, de procéder à une détermination graphique à l'aide d'une abaque (voir 5°).

4° Tableau de correspondance.

Dans ce tableau, P_A est toujours la plus grande lecture et $k = \frac{P_B}{P_A}$. En utilisant les mêmes calibres (ce qui est toujours le cas), il est inutile de convertir les lectures en watts puisque :

$$k = \frac{P_B}{P_A} = \frac{\text{lecture } B}{\text{lecture } A} = \frac{N_B}{N_A}.$$

Les valeurs négatives de k correspondent à des déviations de sens contraires des deux wattmètres ($P_B < 0$).

k	$\cos\varphi$	k	$\cos\varphi$
1,00	1,000	0,48	0,854
0,98	1,000	0,46	0,842
0,96	0,999	0,44	0,829
0,94	0,999	0,42	0,816
0,92	0,997	0,40	0,803
0,90	0,996	0,38	0,789
0,88	0,994	0,36	0,775
0,86	0,992	0,34	0,761
0,84	0,989	0,32	0,746
0,82	0,986	0,30	0,731
0,80	0,982	0,28	0,716
0,78	0,978	0,26	0,701
0,76	0,973	0,24	0,686
0,74	0,968	0,22	0,670
0,72	0,962	0,20	0,655
0,70	0,956	0,18	0,639
0,68	0,950	0,16	0,623
0,66	0,942	0,14	0,608
0,64	0,935	0,12	0,592
0,62	0,926	0,10	0,577
0,60	0,918	0,08	0,561
0,58	0,908	0,06	0,546
0,56	0,899	0,04	0,530
0,54	0,888	0,02	0,515
0,52	0,877	0,00	0,500
0,50	0,866		

k	$\cos\varphi$	k	$\cos\varphi$
−1,00	0,000	−0,48	0,199
−0,98	0,006	−0,46	0,209
−0,96	0,012	−0,44	0,219
−0,94	0,018	−0,42	0,230
−0,92	0,024	−0,40	0,240
−0,90	0,030	−0,38	0,251
−0,88	0,037	−0,36	0,262
−0,86	0,043	−0,34	0,274
−0,84	0,050	−0,32	0,285
−0,82	0,057	−0,30	0,297
−0,80	0,064	−0,28	0,309
−0,78	0,071	−0,26	0,321
−0,76	0,078	−0,24	0,334
−0,74	0,086	−0,22	0,346
−0,72	0,094	−0,20	0,359
−0,70	0,101	−0,18	0,372
−0,68	0,109	−0,16	0,386
−0,66	0,117	−0,14	0,399
−0,64	0,126	−0,12	0,413
−0,62	0,134	−0,10	0,427
−0,60	0,143	−0,08	0,441
−0,58	0,152	−0,06	0,456
−0,56	0,161	−0,04	0,470
−0,54	0,170	−0,02	0,485
−0,52	0,179	−0,00	0,500
−0,50	0,189		

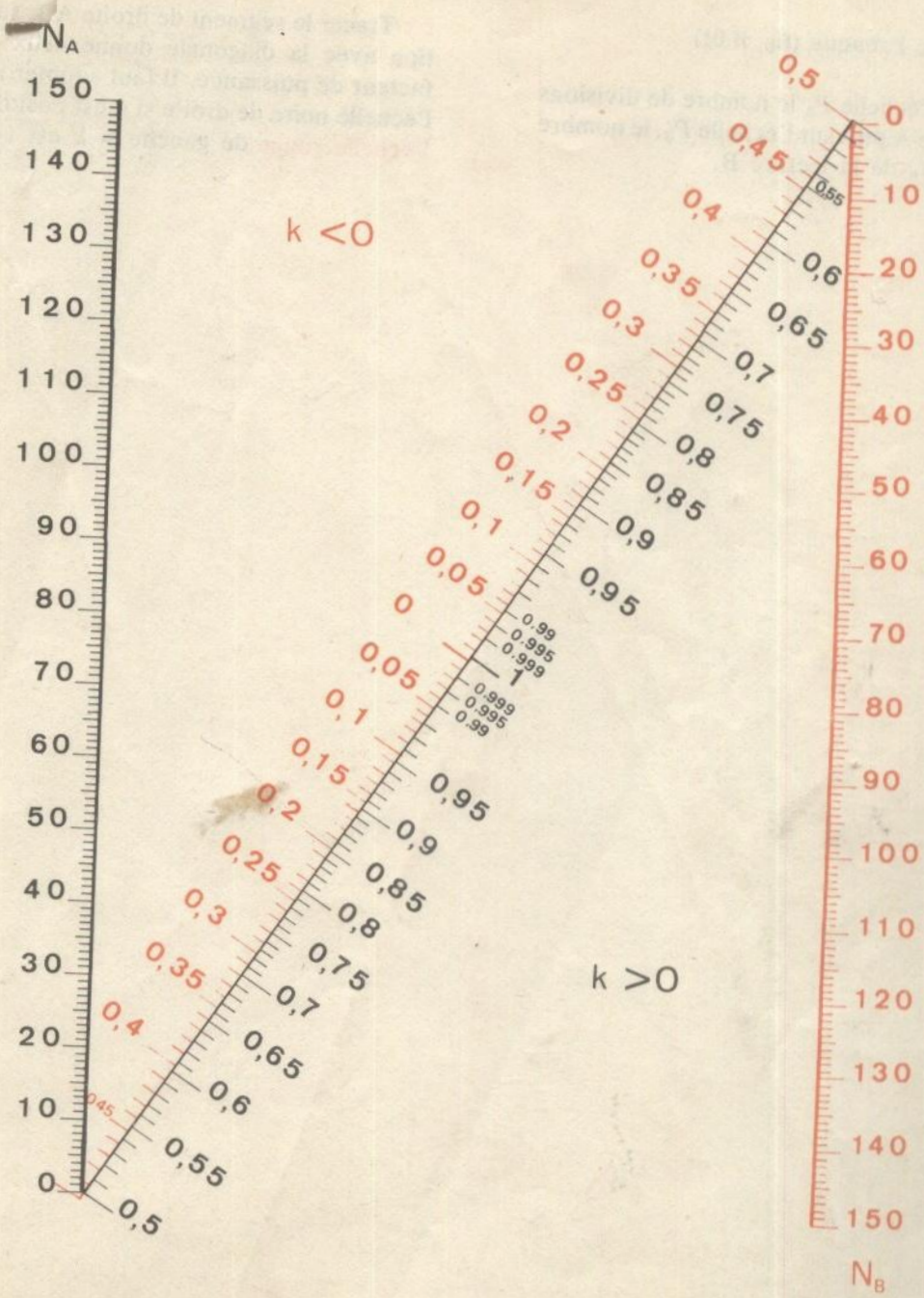

N_A
150
140
130
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
k <O
0,5
0,45
0,4
0,35
0,3
0,25
0,2
0,15
0,1
0,05
0
0,05
0,1
0,15
0,2
0,25
0,3
0,35
0,4
0,45
0,5
0,55
0,6
0,65
0,7
0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
0,99
0,995
0,999
1
0,999
0,995
0,99
k >O
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
110
120
130
140
150
N_B

FIG. B.01.

5° Utilisation de l'abaque (fig. B.01).

a) Porter sur l'échelle P_A le nombre de divisions N_A de la lecture A puis sur l'échelle P_B, le nombre de divisions N_B de la lecture B.

b) Tracer le segment de droite AB ; son intersection avec la diagonale donne deux valeurs du facteur de puissance. Il faut adopter la valeur de l'échelle noire de droite si k est positif et celle de l'échelle rouge de gauche si k est négatif.